Spedizione in Abb. Postale Gruppo III/70

SELEZIONE DI TECNICHE ELETTRONICHE

Copia riservata agli Abbonati

10

OTTOBRE 1983

L. 3.000

MONITOR EDP ECONOMICO

PROGRAMMATORE DI EPROM

SCARICHE ELETTROSTATICHE E DISPOSITIVI MOS

PROGETTI:

Salvare i programmi quando manca la rete.

Temporizzatore per camera oscura.

Sirena elettronica di potenza.

MULTIMETRI DIGITALI
L'esecuzione compatta e il moderno design favoriscono una efficace maneggevolezza di questa nuova serie di strumenti ad alta precisione. L'uso è facilitato dalla particolare disposizione dei selettori delle funzioni a pulsante e del commutatore centrale rotativo. Grazie agli LCD e ad un nuovo convertitore analogico/digitale e consumo ridottissimo, gli strumenti hanno una lunga autonomia d'esercizio. Polarità automatica. Segnalazione luminosa BAT se l'autonomia è inferiore a 5 ore. Alimentazione: 1 pila da 9 V tipo 6LF22 (alcalina). Boccole di sicurezza e fusibili ad alto potere d'interruzione. Temperatura di funzionamento: 0 ÷ 50 °C Dimensioni (mm): 188 x 86 x 50 Peso: 0,4 kg
MX 563
TM/0563-00
2.000 punti di misura • 3 ½ digits • LCD 12,7 mm • Precisione di base 0,1% • 9 funzioni • 32 portate • Misure in c.a. del valore efficace • Risposta di frequenza: 20 Hz ÷ 25 kHz • Misure in dB: da −40 a +50 dB (risoluzione 0,1 dB) • Portate in corrente da 200 μA (risoluzione 0,1 μA) a 10 A • Misure di temperatura da −20 °C a +1200 °C con sonda a termocoppia tipo K • Memorizzazione dei valori massimi nelle portate Vc.c. - Ic.c.; Vc.a. e Ic.a. efficaci • Indicatore di continuità ottico ed acustico (Beeper) • Prova diodi • Autonomia: 1000 ore.
MX 575
TM/0575-00
20.000 punti di misura • 4 ½ digits • LCD 10 mm • Precisione di base 0,05% • 7 funzioni • 24 portate • Misure in c.a. del valore efficace • Risposta di frequenza: 20 Hz ÷ 20 kHz • Risoluzione: 10 μV - 0,1 μA - 0,01 Ω • Frequenzimetro in 2 gamme fino a 50 kHz (risoluzione 1 Hz e 10 Hz) • Prova diodi • Autonomia: 150 ore.
MX 562
TM/0562-00
2.000 punti di misura • 3 ½ digits • LCD 12,7 mm • Precisione di base 0,1% • 6 funzioni • 25 portate • Campi di misura: (Vc.c.) 0,1 mV ÷ 1.000 V • (Vc.a.) 0,1 mV ÷ 750 V • (Ac.c./c.a.) 1 μA ÷ 10 A • (Ω) 0,1 Ω ÷ 20 MΩ • Impedenza d'ingresso: 10 MΩ in c.a. e in c.c. • Prova diodi • Protezione: 1.100 Vc.c. e 750 Vc.a. su V; 380 V sulle portate Ω; fusibili sulle portate in corrente • Indicatore di continuità ottico e acustico (Beeper) • Autonomia: 2.000 ore.
MX 522 B
TM/0522-10
2.000 punti di misura • 3 ½ digits • LCD 12,7 mm • Precisione di base 0,3% • 6 funzioni • 25 portate • Campi di misura: (Vc.c.) 0,1 mV ÷ 1.000 V • (Vc.a.) 0,1 mV ÷ 750 V • (Ac.c./c.a.) 1 μA ÷ 10 A • (Ω) 0,1 Ω ÷ 20 MΩ • Impedenza d'ingresso: 10 MΩ in c.a. e c.c. • Prova diodi • Protezione: 1.100 Vc.c. e 750 Vc.a. su V; 380 V sulle portate Ω; fusibili sulle portate in corrente • Autonomia 2.000 ore.
ACCESSORI
TM/1030-02 HA 794 Sonda HT 30 kVc.c.
Sonde di temperatura
TM/1200-00 HA 1159 −50 °C ÷ + 150 °C
TM/1210-00 HK 200 −25 °C ÷ + 350 °C
TM/1220-00 HK 202 −20 °C ÷ +1100 °C (per MX 563)
TM/1300-00 HA 902 Sonda (Filtro TV)
Pinze amperometriche
TM/1100-00 AM10 200 A (apertura 15x11 mm)
TM/1110-00 AM15 1000 A (apertura ⌀ 50 mm)
TM/1120-00 HA 768 1000 A (apertura ⌀ 100 mm)
TM/1150-00 HA 303 SHUNT c.c. 30 mV - 30 A
TM 1160-00 HA 300 SHUNT c.c. 30 mV - 300 A
TM/1400-00 AE 182 Borsa di trasporto
REDIST
A DIVISION OF GBC
Viale Matteotti, 66 20092 Cinisello B. Milano
Tel.: 02/6123351 (5 linee) Telex: GBCMIL 330028

EDITORE

DIRETTORE RESPONSABILE
Ruben Castelfranchi

DIRETTORE EDITORIALE
Giampietro Zanga

DIRETTORE TECNICO
Lodovico Cascianini

COORDINATORE
Gianni De Tomasi

REDAZIONE
Sergio Cirimbelli
Daniele Fumagalli
Tullio Lacchini
Mauro Ballocchi

GRAFICA E IMPAGINAZIONE
Bruno Sbrissa
Giovanni Fratus
Giancarlo Mandelli

FOTOGRAFIA
Luciano Galeazzi
Tommaso Merisio

PROGETTAZIONE ELETTRONICA
Angelo Cattaneo
Filippo Pipitone

CONTABILITA'
Claudia Montù
M. Grazia Sebastiani
Antonio Taormino

DIFFUSIONE E ABBONAMENTI
Pinuccia Bonini
Rosella Cirimbelli
Patrizia Ghioni
Giovanna Quarti

COLLABORATORI
Paolo Bozzola
Edoardo Botti
Giuseppe Contardi
Ennio De Lorenzo
Fabio Ghersel
Maurizio Morini
Vincenzo Parenti
Oscar Prelz
Sergio Saporiti
Edoardo Romano

PUBBLICITA'
Concessionario per l'Italia e l'Estero
Reina & C. S.r.l.
Via Washington, 50 - 20149 Milano
Tel. (02) 4988066/7/8/9/060 (5 linee R.A.)
Telex 316213 REINA I

Concessionario per USA e Canada:
International Media
Marketing 16704 Marquardt
Avenue P.O. Box 1217 Cerritos,
CA 90701 (213) 926-9552

DIREZIONE, REDAZIONE, AMMINISTRAZIONE
Via dei Lavoratori, 124
20092 Cinisello Balsamo - Milano
Tel. (02) 61.72.671 - 61.72.641

SEDE LEGALE
Via V. Monti, 15 - 20123 Milano
Autorizzazione alla pubblicazione
Trib. di Monza n. 239 del 17.11.73

STAMPA
Nova Roto Srl - Opera (Milano)

DIFFUSIONE
Concessionario esclusivo
per l'Italia e l'Estero:
SODIP - Via Zuretti, 25 - 20125 Milano
V. Serpieri, 11/5 - 00197 Roma

Spediz. in abbon. post. gruppo III/70

Prezzo della Rivista L. 3.000
Numero arretrato L. 4.000

Abbonamento annuo L. 29.000
Per l'estero L. 49.000

I versamenti vanno indirizzati a:
Jacopo Castelfranchi Editore
Via dei Lavoratori, 124
20092 Cinisello Balsamo - Milano
mediante l'emissione di assegno
circolare cartolina vaglia o utilizzando
il c/c postale numero 315275

Per i cambi d'indirizzo allegare
alla comunicazione l'importo di
L. 500, anche in francobolli, e indicare
insieme al nuovo anche il vecchio
indirizzo.

Mensile associato all'USPI
Unione Stampa
Periodica italiana

In copertina:
Nuovi multimetri tascabili Fluke con scala analogica e digitale.
La Fluke è rappresentata in Italia dalla Sistrel S.p.A.

Sommario

OTTOBRE 1983

C'È ENERGIA
E C'È 'SUPERENERGIA'

Computer portatili sempre più potenti

L'Ibm, secondo fonti esterne alla società, prevede di vendere quest'anno 550.000 personal computer, di cui 150.000 del tipo XT, cioè la versione dell'unità di base dotata di dischi Winchester che ne ampliano sensibilmente la capacità di utilizzo e di memorizzazione. Tale successo ha indotto numerose industrie a sviluppare sistemi compatibili, alcuni con prestazioni superiori ma per la maggior parte di prezzo e peso inferiori, a parità di prestazioni. Sono parecchi i personal compatibili oggi presenti sul mercato che pesano pochi chilogrammi e risultano quindi facilmente portatili. Nello sfruttamento di questo spazio si sono lanciati soprattutto i giapponesi. Non passa settimana senza un annuncio o una presentazione. Diversi prodotti hanno fatto il loro esordio commerciale in Europa durante il recente Sicob di Parigi: la maggior parte di questi sistemi dispongono di un display a cristalli liquidi ribaltabile con 8-10 linee da 60-70 caratteri, funzionano a batteria o a normale presa di corrente, hanno discreta memoria e sovente incorporano capacità grafiche e di elaborazione dei testi. Il loro costo, inoltre, è costantemente in flessione.

TV digitale: partenza bruciante per la Intermetall

Sono una ventina le industrie di televisori a colori d'Europa, degli Stati Uniti e del Giappone che si sono dichiarati disponibili ad adottare il kit di cinque chip sviluppato dalla Intermetal per la completa digitalizzazjone delle funzioni audio e video nel televisore. Si tratta di un numero maggiore di quanto i responsabili della consociata tedesca della ITT si aspettavano inizialmente. La produzione di quest'anno, stimata in 250.000 pezzi, è già stata tutta prenotata ad un prezzo per kit di circa 30 dollari.

Il "plan cablage" ha la febbre

Il programma francese di videocomunicazione nazionale su portante a fibra ottica richiederà più tempo e risorse finanziarie del previsto. Approvato nel novembre 1982 dal Consiglio dei Ministri, il "plan câblage" prevedeva l'allacciamento di 1,4 milioni di abitazioni entro il 1985 per un impegno di spesa di 6,5 miliardi di franchi (circa 1.300 miliardi di lire). Mediamente il costo di un allacciamento era stato valutato in neppure 5.000 franchi (circa 1 milione di lire). Purtroppo per il governo le industrie, chiamate ad esprimersi e a sottoporre proposte operative, sono giunte a conclusioni molto diverse in ordine alla quantificazione dell'onere: a loro avviso il costo medio di allacciamento di un'abitazione si aggirerà da 2 a 3 milioni di lire, con un onere complessivo da 2 a 3 volte quello ipotizzato. Lo stesso piano spingeva le sue previsioni fino al 1992, augurandosi per quella data "almeno 6 milioni di allacciamenti, corrispondenti ad una media di un milione all'anno a partire dal 1987". Purtroppo la risposta delle industrie crea una situazione nuova, imprevista nelle dimensioni, e difficilmente sanabile con iniezioni finanziarie mentre appare più probabile una diversa tempificazione.

VTR: sempre alta la produzione giapponese

È continuata anche nei primi cinque mesi del 1983 la tendenza espansiva per i videoregistratori "made in Japan". In questo periodo l'industria nipponica ha prodotto 6.139.434 apparecchi, destinandone più di 4,9 milioni all'esportazione, con aumenti nei confronti dello stesso periodo del 1982 rispettivamente del 25,2% e del 28%. È cresciuto considerevolmente il flusso verso gli Stati Uniti (a 1.532.439, +60%) mentre è diminuita dell'8,1% la corrente esportativa verso la Cee che ha però sfiorato 1,67 milioni di unità. La Sony ha aumentato il livello mensile di produzione di videoregistratori a 250.000 (+50.000 rispetto alla situazione d'inizio anno) e la Sharp a 150.000 (+ 30.000). Entrambe queste industrie prevedono di apportare ulteriori miglioramenti ai livelli produttivi: la Sharp, ad esempio, sta completando l'allestimento di una linea di fabbricazione per VTR presso il centro industriale di Yaita, con un investimento di oltre 6 miliardi di lire.

L'anno uno della TV via satellite

Il 15 novembre 1983 sarà una data importante nella storia della TV via satellite: la United Satellite Communications (USCI), una organizzazione finanziata dalla General Instrument e dalla Prudential Insurace, inizierà a trasmettere 5 programmi televisivi servendosi di un satellite canadese, l'Anik-C, uno strumento di media potenza lanciato nello scorso giugno. Per ricevere i programmi l'utente dovrà dotarsi di un decodificatore e di una antenna parabolica nonchè sborsare mensilmente da 35 a 40 dollari. Per incoraggiare gli abbonamenti, la USCI non venderà le apparecchiature necessarie alla ricezione delle immagini ma le noleggerà, caricando il solo costo del canone. C'è grande attesa intorno a questo avvenimento perchè rappresenta il primo tangibile riscontro pratico dopo tante illazioni e pressioni. Pare certo che le società di gestione non avranno vita facile. La concorrenza si preannuncia forte all'interno e poi c'è quella proveniente dall'estero, in primo luogo dei gestori di TV via cavo.

Gli obbiettivi della Philips

La Philips sta massicciamente investendo nell'area delle telecomunicazioni digitali. Gli scopi di tali operazioni sono duplici. In primo luogo aumentare la presenza in un mercato destinato a conoscere un notevole sviluppo in tutti i Paesi del mondo e non solo in quelli economicamente meglio disposti. L'altro scopo è quello di acquisire tecnologie e Know how da travasare successivamente nell'area dell'elettronica di consumo, dove la casa olandese vanta un leadership tecnica e commerciale che essa deve oggi difendere dall'attacco giapponese e rinnovare se vuole continuare a restare competitiva. La strategia è in corso di attuazione. Tutta la struttura produttiva e organizzativa è stata sottoposta a una revisione globale che ha comportato, in molti casi, il taglio di rami considerati secchi con la soppressione di migliaia di posti di lavoro (circa 35000 dal 1980). Per contrastare la concorrenza sul fronte dell'elettronica di consumo, la Philips agisce in due modi differenti ma complementari: essa si sforza di promuovere una politica protezionistica in Europa e allo scopo cita il caso degli Stati Uniti dove la mancanza di qualche forma di barriera doganale ha portato quel mercato sotto il dominio dei giapponesi. In secondo luogo, e aspetto più interessante del precedente dal punto di vista del consumatore e dell'uomo della strada, la Philips si sta adoperando per sviluppare prodotti nuovi e per migliorare quelli esistenti. Consistenti investimenti nell'automazione hanno permesso di ridurre il tempo di produzione di un televisore a colori da 22 ore a circa 1 ora mentre una quasi analoga operazione ha permesso di ridurre del 40% la parte di componenti presente in un videoregistratore, prodotto cruciale nella strategia della Philips ma che nel 1982 ha comportato perdite valutate in una settantina di miliardi di lire. È probabile però che la casa olandese, viste le difficoltà che deve fare con i videoregistratori, decida di dare priorità a altri prodotti come i dischi audio digitali e i videodischi. Per il primo prodotto è stata escogitata una politica di cooperazione con l'industria giapponese che la metterà al riparo dai rischi incontrati con i VTR.

Sanyo: a 400.000 i DAD prodotti mensilmente

La produzione di dischi audio digitali (DAD), o dischi compatti, da parte della Sanyo Electric è stata aumentata da 100.000 a 200.000 unità al mese e entro il marzo '84 la società programma di arrivare a 400.000 unità. Introdotte nell'ottobre '82 i DAD hanno fino ad oggi registrato tassi di vendita piuttosto bassi, risentendo della scarsa disponibilità di titoli. L'ascesa produttiva annunciata dalla Sanyo, che vende i DAD sia con il proprio marchio che con l'etichetta Fisher, è un segnale di risveglio del mercato.

Il software educativo e per la casa si fa largo

La IPI di Copenaghen ha pubblicato uno studio di 130 pagine intitolato "Educational Software: The Next Boost to the Microcomputer Market". Vi sono esaminate le prospettive di sviluppo del mercato dei programmi applicativi per il settore scolastico ed educativo-formativo nel suo complesso.
La conclusione è che la domanda si svilupperà molto rapidamente per raggiungere nel 1990 un miliardo e 590 milioni di dollari. Dei due segmenti che formano il mercato a guadagnare maggiore spazio e ad espandersi più velocemente sarà quello consumer (in contrapposizione al segmento istituzionale), in seguito all'introduzione di prodotti con un forte orientamento di marketing come lo Spinnaker Software e lo Xerox Educational Pubblications. Migliorerà la qualità del software e ciò ne agevolerà la diffusione nell'ambiente domestico.

Standard unificati per i computer casalinghi

14 società giapponesi e una società statunitense hanno concordato la standardizzazione degli home computer di bassa fascia di loro produzione. L'accordo, annunciato contemporaneamente a New York e a Tokio, dovrebbe consentire una maggiore penetrazione di questi prodotti e razionalizzare a vantaggio del consumatore un mercato caratterizzato oggi da una gamma molto diversificata di personal non compatibili tra loro.
L'adozione di uno standard qualitativo comune da parte dei produttori consente infatti di utilizzare lo stesso programma software indifferentemente su tutte le macchine prodotte in base a tale standard, esattamente come lo stesso disco può essere utilizzato indifferentemente su qualunque giradischi.
Le società giapponesi che per prime hanno promosso l'unificazione degli standard qualitativi dagli home computer sono state la Nec, maggiore produttore giapponese del settore, e la Matsushita Electric; tutte le altre maggiori imprese del settore, comprese Sony, Toshiba, Jvc, Hitachi, Fijitsu, Mitsubishi, Pioneer e Yamaha, hanno poi accettato lo standard proposto noto come sistema Msx. Anche un produttore statunitense di home computer, la Spectravideo, vi ha aderito. Un'altra società americana, la Microsoft Corp., specializzata in software, ha svolto gran parte del lavoro dello standard.

Dal consumer un impulso ai circuiti lineari

Philips, Thomson - CSF e SGS-Ates sono i tre rappresentanti europei più significativi nel mercato dei circuiti lineari, mercato che ad onta del processo di digitalizzazione che pervade e penetra sempre più a fondo tutti i settori continua a conoscere un buon ritmo di sviluppo. Anzi la domanda di circuiti lineari cresce parallelamente a quella dei circuiti digitali con l'esclusione delle memorie, perchè le due categorie di componenti hanno un importante punto di contatto nel fatto che spetta a loro rilevare e convertire il segnale analogico in forma comprensibile ai sistemi digitali. L'elettronica da consumo è uno dei settori nei quali i circuiti lineari trovano buone possibilità di affermazione in seguito alla diffusione della TV via cavo e dei nuovi servizi informativi videotex e teletext. Non è un caso dunque che a brillare sia proprio una società come la Philips la quale si trova, su questo fronte, a competere con i big dei semiconduttori: Motorola, National Semiconductor, Texas Instruments, Analog Devices, Advanced Micro Devices e altri. La partecipazione giapponese si limita a prodotti per l'industria dei beni di consumo mentre la sua presenza è poco avvertita negli altri settori. Assieme alla domanda si va manifestando anche una crescita tecnologica del prodotto pur se meno pronunciata di quanto avviene per i dispositivi digitali. C'è la tendenza ad una maggiore complessità e a sviluppare chip lineari che integrano altre funzioni come logiche e memorie EPROM.

Per il collaudo e il controllo degli impianti d'antenna

TRE MISURE-BASE CON IL CNG 90

di V. Parenti e E. Romano

Nella prima parte è stato presentato il generatore di rumore calibrato CNG 90 ed elencate le misure che con questo semplice strumento è possibile fare. In questa seconda parte vengono descritte in modo completo tre classiche misure che è possibile effettuare con questo strumento e un normale misuratore di campo

Il guadagno (o la perdita) di un amplificatore (o di un filtro), la misura e la valutazione delle onde stazionarie che si originano quando il carico non corrisponde all'impedenza del generatore, la misura della distanza dove, in un cavo coassiale, può essersi verificato un cortocircuito o una interruzione, sono misure che chi opera con serietà professionale nel settore dell'installazione e della manutenzione degli impianti di antenna non può esimersi da fare. Dal risultato di queste misure il tecnico saprà dove "andare a mettere le mani" per poter rendere l'impianto potente ed efficiente oppure ripristinare le sue originali prestazioni.

Nella prima parte abbiamo illustrato il sistema che la RO.VE.R. ha messo a

Impiegando come generatore di r.f. il CNG 90, la banda passante di amplificatori, filtri ecc., può essere evidenziata sullo schermo di un normale misuratore di campo (a destra sullo sfondo), ed è identica a quella presentata sullo schermo di un normale oscilloscopio (a sinistra). In primo piano si vede il generatore di rumore CNG 90.

Montaggio in serie di CNG 90.

punto per rendere queste misure veloci e sicure. Il sistema è basato sul generatore di rumore calibrato CNG 90 e un misuratore di campo (MdC) convenzionale.

In questa seconda parte illustreremo in dettaglio le modalità con cui le suddette misure possono essere realizzate con questi semplici strumenti.

Cenni introduttivi sulle tre misure base

Famiglia I: misura del guadagno

La misura di guadagno (o perdita) è forse la più intuitiva e viene realizzata interponendo tra il Generatore CNG 90 e l'indicatore di livello (che può essere un analizzatore di spettro (AdS) od un misuratore di campo (MdC) anche, al limite, del tipo senza monitore) il sistema da esaminare.

È bene ricordare:

a) Occorrerà la massima attenzione a non saturare il sistema, controllando sempre che si lavori in zona di linearità. All'uopo controllare che variando di n dB l'uscita del CNG (ad es. agendo su uno degli attenuatori frontali) il valore visualizzato dall'indicatore di livello vari anch'esso dello stesso numero di dB.

b) Tenendo conto di quanto detto nell'articolo precedente, all'entrata di sistemi a larga banda è presente una potenza di rumore ben maggiore dei nominali 90 dBμV. È bene in questi casi lavorare con inseriti tutti gli attenuatori frontali del CNG 90; il livello dell'uscita sarà evidentemente nel caso di tutti gli interruttori inseriti:

$$90_{dB\mu V} - 36_{dB} = 54_{dB\mu V}.$$

La potenza applicata, supposta la banda operativa da 40 a 900 MHz, sarà:

$$54_{dB\mu V} + 35{,}36_{dB} = 89{,}36_{dB\mu V}.$$

Famiglia II: misura della riflessione (onde stazionarie)

Quando un dispositivo RF (ad es. amplificatore) avente un'impedenza d'uscita di 75 Ω è chiuso su di un carico (ad es. linea di distribuzione) *non* avente il medesimo valore di impedenza, non si è nelle condizioni ottimali per il trasferimento d'energia dato che si creano sulla linea delle *onde stazionarie* con presenza di massimi e minimi.

- Si definisce *Rapporto Onde Stazionarie (ROS)* il rapporto tra la tensione massima e quella minima; detto valore di ROS può variare tra 1 (caso ideale di perfetto adattamento) ed infinito (caso di totale disadattamento).
- Il *coefficiente di riflessione* indicato con la consonante greca ρ evidenzia quanta parte dell'energia incidente viene riflessa. Il valore di ρ può variare tra 0 (caso ideale di perfetto adattamento) ed 1 (caso di totale disadattamento).

Esso risulta legato al valor di ROS dalla seguente relazione:

$$\rho = \frac{ROS - 1}{ROS + 1}$$

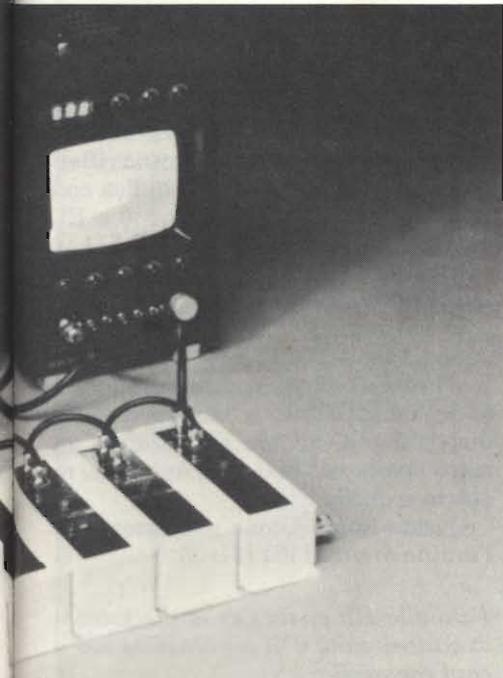
- Il coefficiente di riflessione, espresso in forma logaritmica prende il nome di RL (Return Loss = Attenuazione di Riflessione) in quanto dà il valore di quanto risulta attenuato il segnale riflesso rispetto a quello incidente.

Questo valore viene dato in dB e risulta:

$$RL = 20 \log \rho$$

Questa grandezza essendo espressa in dB è quella che viene sempre più utilizzata nelle misure riflettometriche degli impianti centralizzati, essendo omogenea con i livelli espressi in dBμV e quindi immediatamente sottraibile.

Ciò premesso, passiamo ad esaminare un ponte riflettometrico a RF: esso ci permette di determinare i valori d'impedenza e quindi gli adattamenti d'impedenza. Esso è un dispositivo a *4 porte* che può essere schematizzato come in *figura 1*.

Alla porta 1 viene applicato il segna-

Collaudo CNG 90: generatori vengono tenuti accesi 48 ore prima di procedere alla taratura (piattezza nella banda e valore del livello d'uscita).

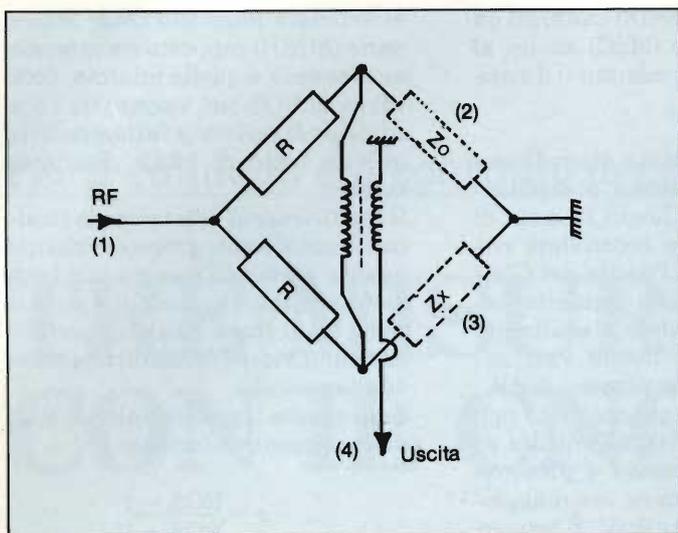
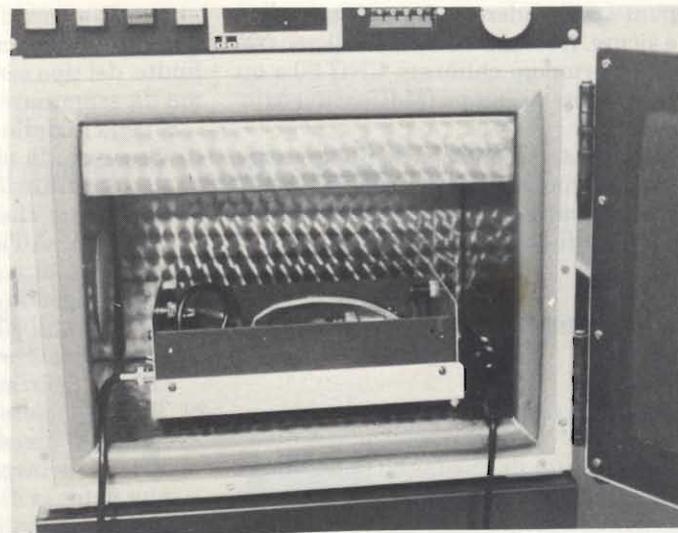



Fig. 1 - Schema di principio di un ponte di misura riflettometrico a RF.

Controllo delle prestazioni CNG 90 in camera termostatica. È visibile il display che indica la temperatura raggiunta (60,3 °C).

le proveniente dal Generatore CNG 90; alla porta 2 è collegato un valore campione Zo, nel nostro caso 75Ω; alla porta 3 viene collegato il dispositivo di cui si desidera conoscere il valore (Zx), ed infine, alla porta 4 esce un segnale il cui livello è proporzionale alla differenza tra Zo e Zx. Detto segnale, teoricamente, può passare da zero nel caso di adattamento perfetto (cioè Zx = Zo) al livello del segnale RF d'entrata.

Il campione Zo (75 Ω) è generalmente assemblato all'interno del dispositivo, che si presenta pertanto con tre porte come nel nostro caso: la 1, 3 e 4.

È intuitivo che se il segnale RF ha uno spettro di frequenza (vobulatore o generatore CNG 90) sulla porta 4 uscita, avremo *l'andamento dell'adattamento di impedenza del carico Zx, in funzione della frequenza.*

Passiamo ora ad esaminare il flusso energetico di un dispositivo a 3 porte (vedi *figura 2*) che è quello del ponte riflettometrico RO.VE.R. RFB 02.

Fig. 2 - Flusso energetico di un dispositivo a tre porte. 1 = porta ingresso RF (IN RF); 3 = porta per collegamento del dispositivo sotto misura (DUT): 4 = porta uscita segnale RF (OUT RF); questo segnale è proporzionale alla differenza tra Zo e Zx.

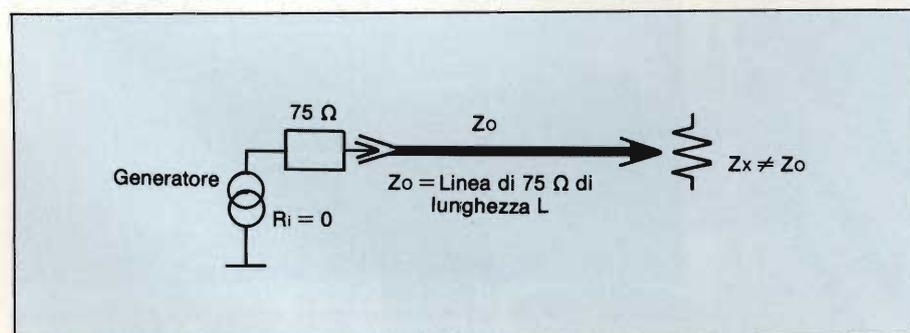



Fig. 3 - Esempio di linea di impedenza Zo eccitata da un generatore e chiusa su un carico Zx ≠ Zo.

Per quanto detto, se la porta di misura "vede" un valore di impedenza in esame Zx esattamente uguale al campione (interno) Zo non si hanno riflessioni. Questa condizione si indica con ROS = 1, il che significa $\rho = 0$ e RL tendente all'infinito.

In realtà - dovuto ai problemi tecnologici costruttivi - una piccola parte (Ed) del segnale d'entrata è presente sulla porta uscita RF, quella che ci dà il livello della riflessione. Questo elemento Ed caratterizza la "direttività" del dispositivo di misura e determina un certo errore nel reale valore di RL rispetto a quello letto.

Questa imprecisione può essere dell'ordine di pochi dB (1 ÷ 2).

Famiglia III: misura della distanza di cortocircuito o di interruzioni nei cavi coassiali

Abbiamo già visto che quando un generatore RF, di impedenza Zo, nel nostro caso 75 Ω, viene collegato ad un carico (linea di cavo coassiale) avente un'impedenza Z ≠ Zo (il segno ≠ significa diverso), insorgono delle onde stazionarie.

Lo stesso fenomeno si ha quando una linea di impedenza Zo, regolarmente eccitata da un generatore, è chiusa su di un carico Zx ≠ Zo. Questa condizione può essere schematizzata come in *figura 3* e può essere visualizzata con l'ausilio del CNG 90, di un misuratore di campo (ad es. MdC MC6), e di un ponte riflettometrico tipo RFB 02 o più semplicemente di un connettore a T.

La teoria delle linee di trasmissione ci dice che esiste una relazione ben defi-

Tabella 1 - Corrispondenza tra i valori del Return Loss (RL), il coefficiente di riflessione e il ROS.

Return loss	Coeff. di riflessione (%)	ROS (SWR VSWR)	Return loss	Coeff. di riflessione (%)	ROS (SWR VSWR)	Return loss	Coeff. di riflessione (%)	ROS (SWR VSWR)
0.0	100.00							
1.0	89.1	17.3	21.0	8.91	1.196	41.0	.891	1.0180
2.0	79.4	8.7	22.0	7.94	1.172	42.0	.794	1.0160
3.0	70.8	5.85	23.0	7.08	1.152	43.0	.708	1.0143
4.0	63.1	4.42	24.0	6.31	1.135	44.0	.631	1.0127
5.0	56.2	3.57	25.0	5.62	1.119	45.0	.562	1.0113
6.0	50.1	3.01	26.0	5.01	1.105	46.0	.501	1.0101
7.0	44.7	2.62	27.0	4.47	1.094	47.0	.447	1.0090
8.0	39.8	2.32	28.0	3.98	1.083	48.0	.298	1.0080
9.0	35.5	2.10	29.0	3.55	1.074	49.0	.355	1.0071
10.0	31.6	1.92	30.0	3.16	1.065	50.0	.316	1.0063
11.0	28.2	1.79	31.0	2.82	1.058	51.0	.282	1.0057
12.0	25.1	1.67	32.0	2.51	1.051	52.0	.251	1.0050
13.0	22.4	1.58	33.0	2.24	1.046	53.0	.224	1.0045
14.0	20.0	1.50	34.0	2.00	1.041	54.0	.200	1.0040
15.0	17.8	1.43	35.0	1.78	1.036	55.0	.178	1.0035
16.0	15.9	1.38	36.0	1.59	1.032	56.0	.159	1.0032
17.0	14.1	1.33	37.0	1.41	1.029	57.0	.141	1.0028
18.0	12.6	1.29	38.0	1.26	1.026	58.0	.126	1.0025
19.0	11.2	1.25	39.0	1.12	1.023	59.0	.112	1.0022
20.0	10.0	1.22	40.0	1.00	1.020	60.0	.100	1.0020

nita fra la distanza tra i minimi delle onde stazionarie e la.lunghezza L della linea in esame.

Per distanza tra due minimi si intende ovviamente la differenza di frequenza f1 da quella f0 con riferimento alla *figura 4*.

Il principio di misura è basato sul fatto che in un cavo in queste condizioni le onde stazionarie hanno una distanza di mezza lunghezza di onda elettrica, valore che è *unicamente correlato alla lunghezza L del cavo e alla velocità di propagazione nel cavo stesso.* Questa velocità non è quella delle onde elettromagnetiche nell'aria ($300 \cdot 10^6$m/s), ma è ridotta da un fattore di correzione Fv che è legato alla costante

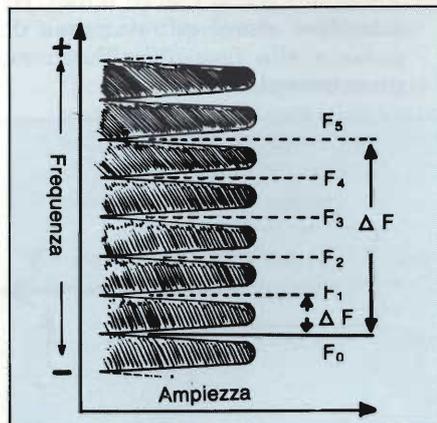



Fig. 4 - Grafico per spiegare cosa s'intenda per distanza tra due minimi (Δf = f1 - f0).

dielettrica dell'isolante utilizzato tra il conduttore interno e la calza schermante.

La relazione è molto semplice $Fv = 1/\sqrt{\varepsilon}$ ove ε è la costante dielettrica (ε= 1,5 ÷ 1,53 per i cavi espansi PEE e 2,24 ÷ 2,26 per quelli compatti PE)

La velocità di propagazione del segnale RF risulta pertanto:

a) nei cavi compatti PE

$$Fv= \frac{1}{\sqrt{1{,}51}} = 0{,}81$$ cioè 81% di quella nell'aria

b) nei cavi espansi PEE

$$Fv= \frac{1}{\sqrt{2{,}26}} = 0{,}0665$$ cioè il 66,5% di quella nell'aria

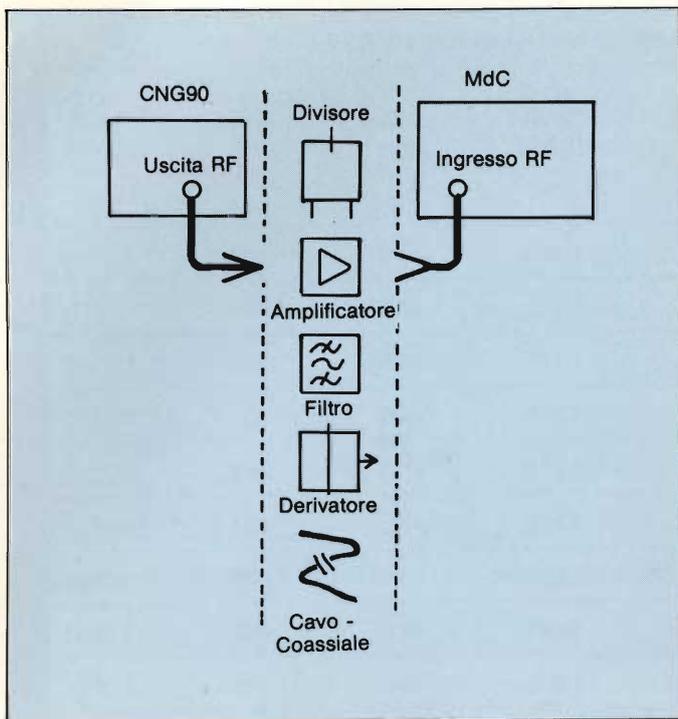



Fig. 5 - Disposizione generale degli strumenti (CNG90 e Misuratore di campo MdG) per effettuare la misura del guadagno di componenti attivi e cavi.

(b) Unire uscita RF con ingresso RF direttamente come in *figura 6.*

(c) Si avrà una certa indicazione "a" in dBμV. Questa indicazione sarà di circa 90 dBμV (con un MdC avente una "finestra" di 0,25 MHz) o meno se saranno inseriti gli attenuatori frontali del CNG 90.
È buona norma se il giuoco dei livelli lo permette, di inserire gli attenuatori frontali del CNG 90. In questo modo si riducono gli effetti di eventuali onde stazionarie dovute all'entrata del sistema non perfettamente adattata, oltrechè la possibilità di saturazione - non linearità - che altrimenti si potrebbe avere particolarmente in sistemi a larga banda.
Come conclusione è consigliabile entrare con un livello molto basso; per contro non eccedere in senso contrario per evitare che il rumore proprio dell'amplificatore si avvicini troppo al livello di rumore fornito dal CNG 90, falsando la misura.

La formula per la misura di L risulta:

$$L = \frac{150}{\Delta f \sqrt{\varepsilon}} \text{ in metri. } \Delta f (0-1) \text{ in MHz}$$

Data la non perfetta omogeneità nel dielettrico è conveniente misurare il Δf tra n minimi (n è un numero intero. qualsiasi maggiore di 1): con questa tecnica si legge un valore "medio" più preciso. Generalmente si utilizza n = 3 (o n = 5, n = 10). In questo caso inserendo nella formula il numero n al numeratore, avremo per Δf il valore fra 0 ed n in MHz, come riportato nella *figura 4* per n = 5.

$$L = \frac{150}{\Delta f \sqrt{\varepsilon}} \text{ in metri. } \Delta f (0-n) \text{ in MHz}$$

Si usa dire che Δf è letto fra 1, 3, 5, 10 minimi il che significa che leggiamo la differenza in frequenza tra l'origine 0 ed il primo, il terzo, il quinto, od il decimo minimo.

Dopo questi cenni introduttivi teorici sulle tre misure base, passiamo ora alla descrizione delle relative fasi operative.

Misure di guadagno (o perdita)

Componenti da esaminare: componenti attivi, componenti passivi, cavi.

Disposizione generale: come *figura 5.*

Strumentazione occorrente: 1 CNG 90; 1 misuratore di campo (possibilmente del tipo panoramico); 1 attenuatore fisso 20 dB mod. AFB 20; 1 assieme di cavi coassiali da 75 Ω variamente intestati; 1 adattatore doppia femmina IEC mod. BNF 9; 1 alimentatore (eventuale) adatto ai componenti da esaminare.

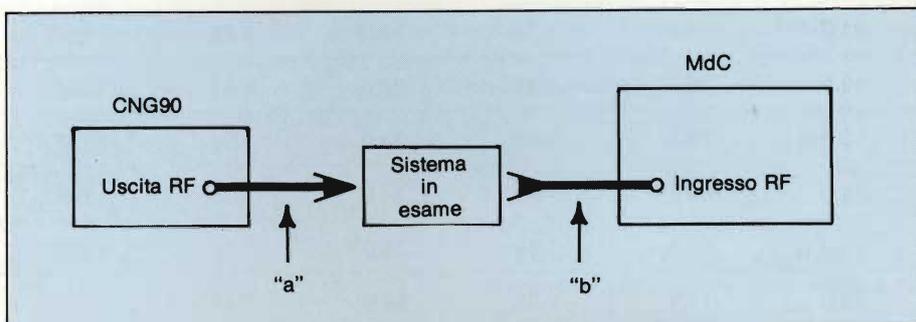



Fig. 6 - Unione diretta dell'uscita RF con l'ingresso RF per l'operazione di calibrazione.

Processo operativo: Calibrazione.

(a) Accendere il CNG 90 ed il MdC ed attendere alcuni minuti prima di passare alla fase di calibrazione propriamente detta.

Misura

(d) Levare il collegamento diretto uscita RF e ingresso RF ed inserire il sistema in esame come in *figura 7* si avrà così un nuova indicazione "b" diversa dalla precedente "a" che dovrà essere così interpretata. Se "b" è maggiore di "a" il sistema presenta un *guadagno* che sarà:

G = "b" — "a"

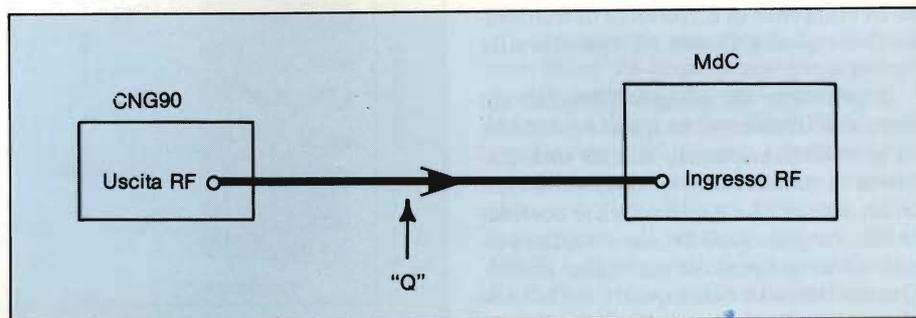



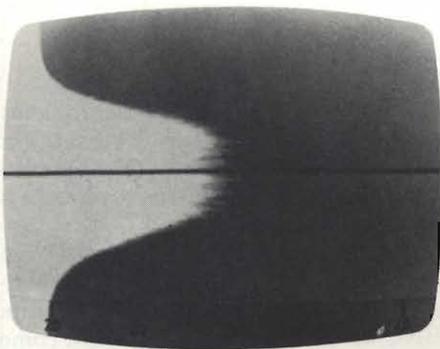
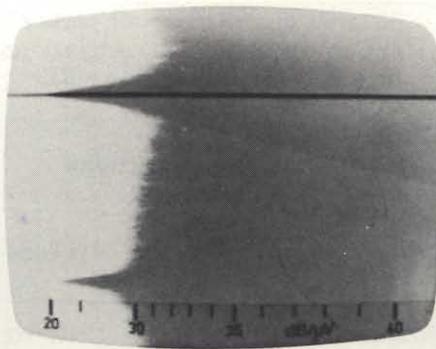
Fig. 7 - Inserimento del sistema in esame (DUT) dopo la calibrazione. Questa operazione costituisce la misura vera e propria.

a)

b)

Fig. 8 - Indicazione visiva a) del guadagno di un amplificatore, b) di una perdita (per es., dovuta a una trappola).

Fig. 10 - Indicazione visiva della misura dell'adattamento dell'impedenza di un amplificatore o di un filtro.

Se "b" è minore di "a" il sistema presenta una *perdita* che sarà:

P = "a" — "b"

Le *figura 8a* e *8b* si riferiscono ad un guadagno (amplificatore di canale) od una perdita (trappola).

(e) Controllare, nel caso che il sistema non fosse autoalimentato, che la tensione di alimentazione sia quella consigliata e che i consumi si aggirino nei valori previsti dal fabbricante del sistema.

(f) Regolare gli attenuatori in modo di lavorare con l'indice verso il centro della scala.

(g) È logico che misurando un amplificatore di canale l'MdC dovrà essere sintonizzato nella banda di lavoro dell'amplificatore stesso cioè centrato sul canale in esame con un certo grado di spazzolamento di "guardia" dai due lati. Generalmente si può iniziare con un canale per lato (totale spazzolamento 3 canali ca. 25 MHz) per poi ridurre questo valore per un esame più accurato dell'andamento ampiezza-frequenza.

Nel caso specifico di un MdC tipo MC6 RO.VE.R.; un marker con visualizzazione digitale del suo valore di frequenza, facilita questo compito.

Nel caso del MC7 abbiamo addirittura a disposizione *due* marcher che sono sempre identificati come frequenza con lettura digitale.

Nel caso che si usi un MdC di altra marca con una indicazione analogica del marker, occorrerà porre molta cura nella determinazione dei valori di frequenza.

Nel caso di amplificatori LB (Larga Banda) occorrerà tener presente quanto detto nella fase introduttiva riguardo l'aumento della potenza di rumore all'aumentare della banda.

Fig. 9 - Disposizione generale degli strumenti (MdG e CNG 90) per poter effettuare la misura del coefficiente di riflessione, del rapporto onde stazionarie (ROS) e dell'attenuazione di riflessione (RL).

Se il valore di 90-36 = 54 dBμV, che è il minore disponibile all'uscita del CNG 90, risultasse ancora eccessivo (per un LB 40—900 MHz esso "equivale" a 89,96 dBμV), inserire l'attenuatore fisso di 20 dB mod. AFB 20 che porterà la potenza di segnale applicato all'entrata a 69,96 dBμV.

Il controllo, se si lavora in zona lineare, effettuato come indicato precedentemente nei cenni introduttivi, eviterà di cadere in queste "trappole tecniche".

Misura del coefficiente di riflessione e del rapporto onde stazionarie

Componenti da esaminare: attivi o passivi, cavi.

Disposizione generale: come *figura 9.*

Strumentazione occorrente: 1 CNG 90; 1 misuratore di campo (possibilmente del tipo panoramico); 1 ponte riflettometrico mod. RFB 02; 1 assieme di cavi coassiali da 75 Ω variamente intestati; 1 alimentatore (eventuale) adatto al componente da esaminare.

Processo operativo: Calibrazione.

(a) Disporre il CNG 90, il MdC e il ponte riflettometrico come in *figura 9*, non collegando il ponte al sistema in esame cioè con la porta "dispositivo sottomisura" (DUT) aperta. Siamo ora nelle condizioni di massimo disadattamento che si assume come *livello di riferimento* per le misure di RL.

Il MdC dovrà essere sintonizzato nella banda di frequenza che si desidera esaminare. Agendo sui livelli, portare questo livello di riferimento sulla destra dello schermo. Prendere nota di questo livello di riferimento.

Misura

(b) Collegare la porta DUT (dispositivo sotto misura) del ponte riflettometrico al sistema in esame. Supponendo di esaminare l'adattamento di impedenza dell'entrata (di un amplificatore o di un filtro) è necessario chiudere l'uscita su 75 Ω per evitare degli effetti retroattivi che altererebbero la misura.
L'immagine che si otterrà sarà simile a quella di *figura 10* che rappresenta l'adattamento di un filtro passa B V.
Il valore minimo (nell'es. 25) detratto a quello di riferimento darà l'RL in quel punto.
Il passaggio tra valore di RL, ROS e ρ è immediatamente ricavabile dal nomogramma di *figura 11* o dalla *tabella 1*.
Inoltre il calcolatore (regolo) ,fornito con il CNG 90 per la misura della distanza di cavi coassiali, porta all'interno delle scale di correlazione fra i vari valori di ROL ρ e RL.

Misure della distanza di cortocircuito od interruzione in reti con cavi coassiali

Componenti da esaminare: cavi coassiali PE (polietilene compatto).

Strumentazione occorrente: CNG 90; misuratore di campo (possibilmente di tipo panoramico); connettore a T.

Disposizione generale: come *figura 12*.

Processo operativo

La misura della distanza di corto circuito od interruzione è basata sulla determinazione del valore Δf tra due minimi delle onde stazionarie.

La formula

$$L \text{ (metri)} = \frac{150}{\Delta f \sqrt{\varepsilon}}$$

ci permette di calcolare la distanza noto il valore ε (se trattasi di cavo in PE polietilene compatto $\varepsilon = 2{,}26$ o nel caso di cavo in PEE polietilene espanso $\varepsilon = 1{,}51$).

Nella disposizione della *figura 12* si utilizza un connettore a T (o per emergenza) due connettori volanti femmina BNC ed un maschio assemblati come in *figura 13*.

L'immagine che si presenterà sullo schermo sarà simile a quella di *figura 14*.

Sarà bene utilizzare un livello più elevato del CNG 90, rispetto quello della citata *figura 14*, in modo da spostarsi verso il lato destro dello schermo. In queste nuove condizioni le onde stazionarie con i loro minimi saranno molto più evidenti.

Questa immagine non è altro che la

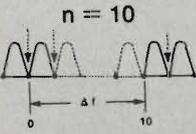
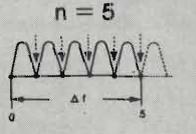
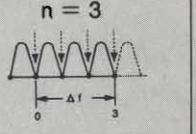
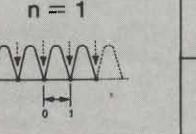
Tabella 2 - Valori arrotondati di distanze in metri per alcuni valori di Δf

n = 10	n = 5	n = 3	n = 1	Distanza arrotondata in metri	
				PE compatto	PEE espanso
MHz	MHz	MHz	MHz	m	m
5	2,5			200	244
10	5	3	1	100	122
20	10	6	2	50	61
40	20	12	4	25	30,5
60	30	18	6	17	20,5
80	40	24	8	12,5	15
100	50	30	10	10	12
	75	45	15	6,5	8
	100	60	20	5	6
		90	30	3,3	4
		120	40	2,5	3
			50	2	2,5
			60	1,7	2
			70	1,5	1,8
			80	1,3	1,6

Fig. 11 - Nomogramma per il passaggio tra il valore di RL (Return Loss), ROS (Rapporto Onde Stazionarie) e il coefficiente di riflessione ρ.

Fig. 13 - Per effettuare la misura di cui a figura 12 è possibile utilizzare un connettore a T.

Fig. 12 - Disposizione degli strumenti (MdC e CNG 90) per misurare la distanza alla quale si trova, in un cavo coassiale, un eventuale cortocircuito oppure una interruzione.

Fig. 14 - Immagine che si presenta sullo schermo quando si effettua questa misura. Questa immagine non è altro che la fotografia reale del disegno schematizzato in figura 4.

fotografia reale del disegno schematizzato in *figura 4*.

La *tabella 2* dà alcuni valori arrotondati di distanze in metri per alcuni valori di Δf.

Data la possibile difficoltà di leggere valori di differenze di frequenze molto piccole ad es. 1 MHz, possiamo ipotizzare di usare diversi minimi, nel qual caso potremo utilizzare le varie colonne a sinistra che danno i risultati per n = 3, n = 5, n = 10.

Allegato al CNG trovasi un calcolatore tipo regolo (vedi Selezione n. 9 pag. 86) che permette di conoscere, con maggiore precisione, la distanza alla quale si ha il fenomeno di cortocircuito od interruzione.

Le istruzioni per l'utilizzo di questo regolo sono estremamente semplici e stampate sul regolo stesso. Il regolo è utilizzabile su due facce, una per il polietilene espanso PEE, detto anche a "bassa perdita" ed uno per quello compatto PE. Inoltre porta delle scale di correlazione ra ROS, ρ e RL nonchè tra dBμV, μV e mW.

Nella *figura 14* è visibile il marker di riferimento che visualizza su 3 digit il valore di f0, f1 ecc. ... per la determinazione di Δf.

Nel Misuratore di Campo RO.VE.R. mod. MC7, la misura è ulteriormente semplificata per la presenza contemporanea di *due* marker, che entrambi possono essere letti sul contatore a 3 digit.

Il valore dello SPAN (ampiezza di spazzolamento) *non* determina nessuna variazione nel valore di Δf ma solo nel numero dei minimi visibili sullo schermo.

Oltre che la localizzazione della distanza-discontinuità di tipo totale (cortocircuito od interruzione), il sistema permette di vedere chiusure su impedenze di valore diverso dal valore nominale (75 Ω); l'unica variante è che l'ampiezza delle onde stazionarie diminuisce rispetto alla condizione di cortocircuito od interruzione che è quello che fornisce la massima ampiezza delle onde stazionarie. ■

MINI o PORTATILI

gli oscilloscopi Hitachi significano sicurezza

Il vostro lavoro vi impone strumenti con doti di portatilità notevoli?
Scegliete allora con sicurezza nella gamma dei portatili Hitachi. Sono sei modelli con banda passante da 15, 20, 30, 35, 50 e 100 Mhz, a doppia traccia (il 100 Mhz ha quattro tracce), sensibilità verticale di 1 mV/div. e con moltissime altre caratteristiche di avanguardia: trigger automatico e manuale, TV line e field, somma e sottrazione dei canali, linea di ritardo verticale a partire dal 30 Mhz e velocità di sweep di 20 ns (5 ns per il 50 Mhz con doppia base tempi e trigger view e 2 ns per il 100 Mhz, anch'esso con doppia base tempi). Tutti offrono un MTBF di 20.000 ore.

Vi occorre un oscilloscopio veramente compatto e leggero, da usare senza problemi nel lavoro di field più impegnativo?
Uno strumento in grado di darvi prestazioni ottime e con magnifiche caratteristiche di affidabilità?
Per questo Hitachi vi propone la sua nuovissima linea mini. I due strumenti che la compongono, il V-209 e il V-509 sono caratterizzati da 20 e, rispettivamente, 50 Mhz di banda passante, sensibilità di 1 mV/div., velocità della base tempi di 10 ns/div., base tempi ritardata con trigger separato dalla principale, circuito separatore di sincronismi TV, focalizzatore automatico della traccia, single sweep e hold off.
Tutte queste caratteristiche e dispositivi sono raccolti in un contenitore di appena 25 centimetri di larghezza, 35 di profondità e solo 11 di altezza, con un peso totale di meno di 5 chili e un'autonomia di 2 ore di funzionamento continuo con il power pack opzionale AD-509.
E con un MTBF di ben 20.000 ore.

Pesa solo 5 Kg!

MELCHIONI ELETTRONICA

20135 Milano - Via Colletta 37 - tel. 57941 Filiali, agenzie e punti vendita in tutta Italia

Per personal computer

MONITOR EDP ECONOMICO

di D.C. Skelton

Si tratta di un progetto convenzionale realizzato con componenti D.G.D. standard. Sullo schermo (verde o bianco) possono essere presentate 24 righe con 80 caratteri per riga. Può essere usato come terminale di computer o di personal computer.

Viene presentato un monitor D.G.D. (D.G.D. = Data Graphics Display) per impieghi EDP equipaggiato con un cinescopio con angolo di deflessione di 90°. Si tratta di un monitor economico in quanto può essere realizzato con componenti D.G.D. standard, e di conseguenza capaci di dare al monitor ottime prestazioni e una grande sicurezza di funzionamento.

Dopo una succinta illustrazione dello schema a blocchi, l'attenzione verrà focalizzata sulle prestazioni e le caratteristiche sia dei componenti principali, (cinescopio, giogo di deflessione e trasformatore di riga) che del monitor.

Il disegno scala 1:1 dei circuiti stampati faciliterà una rapida realizzazione di questo progetto.

Descrizione generale

Il progetto di questo monitor è incentrato sui tubi a raggi catodici M24-306 (diagonale dello schermo 24 cm, 9"), M31-336 (diagonale dello schermo, 31 cm, 12") e l'unità di deflessione AT 1076/... Questo progetto può però essere realizzato anche con un tubo M31-340 (diagonale dello schermo 31 cm,

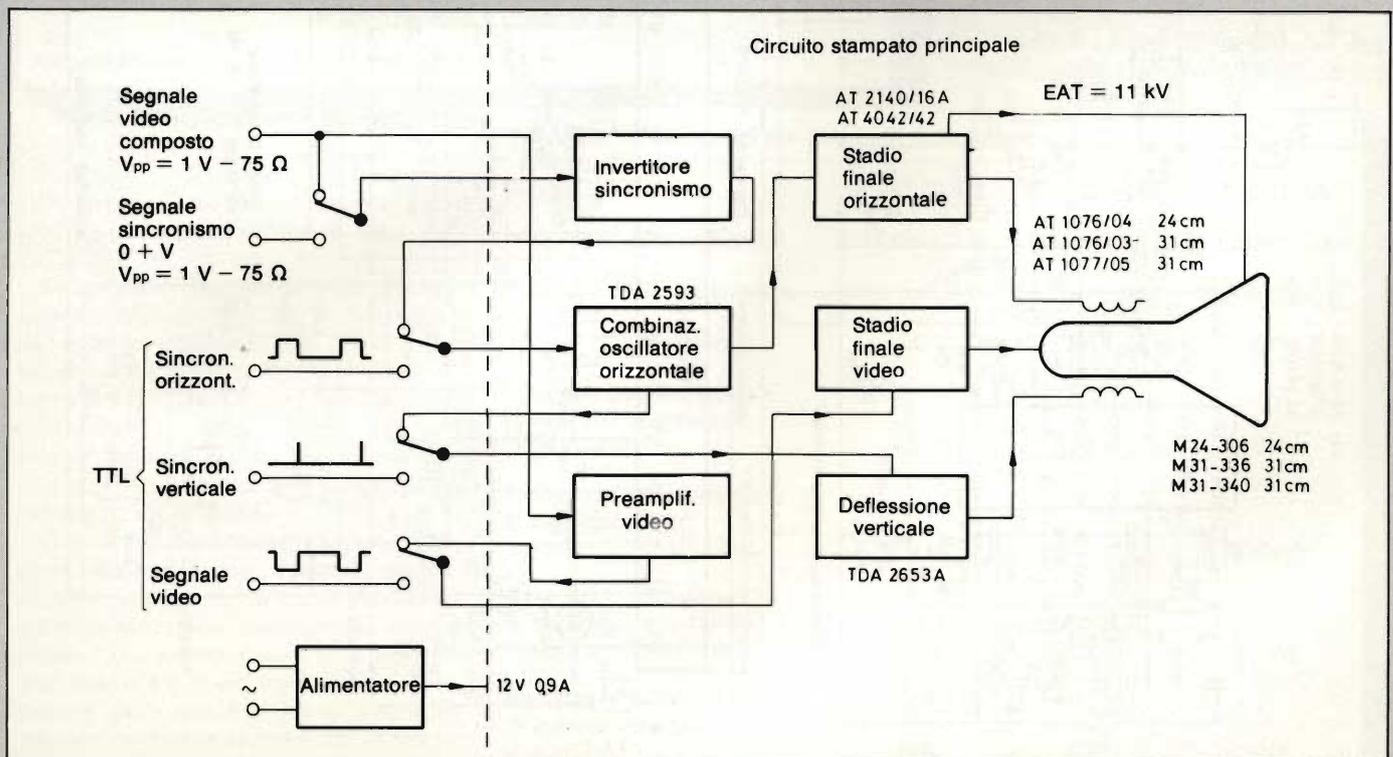



Fig. 1 - Schema a blocchi del monitor con cinescopio con angolo di deflessione 90°, 24 righe, 80 caratteri per riga.

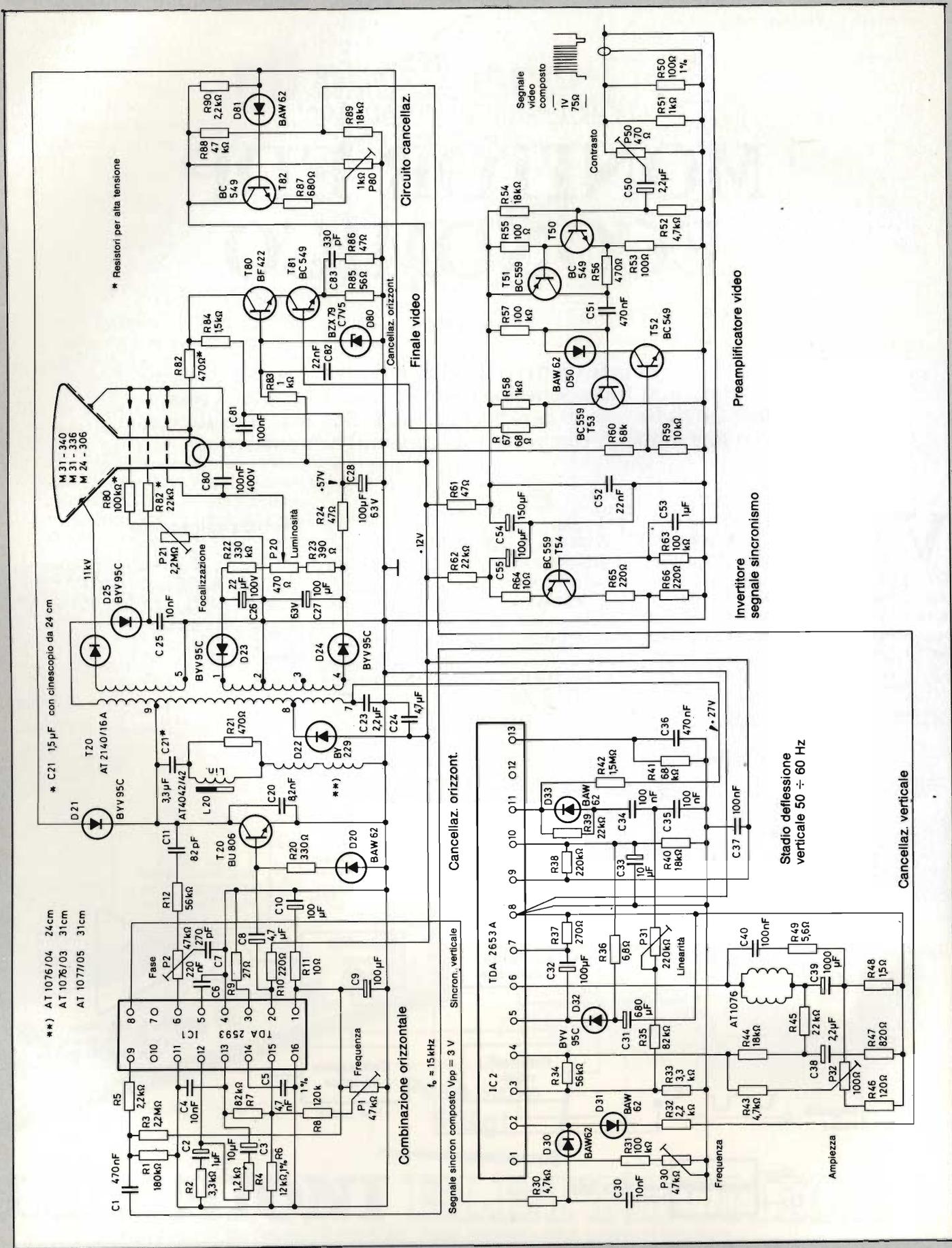



Fig. 2 - Schema elettrico del monitor.

Tabella 1 - Dati tecnici del monitor

Cinescopio	M24-306 (diagonale 24 cm; 9") e M31-336 M31-340 (diagonale 31 cm; 12")
Giogo di deflessione	AT 1076/03, AT 1076/04 AT 1077/05
Informazioni sullo schermo	24 righe, con un massimo di 80 caratteri per riga
Larghezza banda video	5 Hz ... 20 MHz (a —3 dB)
Tempo di salita del segnale video	30 V in 18 ns
Linearità di riga	errore di linearità orizzontale < 3%
Linearità di quadro	errore di linearità verticale < 2%
Frequenza di riga	15,6 kHz
Tempo di ritorno di riga	8,5 μs
Tempo di ritorno di quadro	300 μs
Alta tensione (EAT) con fascio = 0 μA	11 kV
Segnale d'ingresso V_{pp}	1 V segnale video composto diretto in senso positivo e segnali di sincronizzazione rispettivamente di riga e di quadro diretti in senso negativo (separati o composti)
Segnale sullo zoccolo del cinescopio	Segnale video con livello TTL
Regolazioni	della luminosità e del fuoco
Preregolazioni	frequenza, ampiezza e linearità di quadro frequenza, fase e linearità di riga
Alimentazione	12 V con 0,9 A massimi

12"), nel qual caso dovrebbe essere impiegato il trasformatore di riga AT 1077/05.

Come trasformatore di uscita di riga è previsto il tipo AT 2140/16 A, pilotato dal transistore Darlington BU 806 che funziona da interruttore. Il circuito integrato TDA 2593A contiene l'oscillatore di riga e tutte le funzioni relative alla sincronizzazione. La deflessione di quadro è attuata con il solo circuito integrato TDA 2653A.

Grazie ad un accurato layout delle piste si è riusciti a riunire tutta l'elettronica del monitor in un'unica piastra di circuito stampato. Soltanto lo stadio finale video è stato sistemato a parte su una piastrina di circuito stampato separata sulla quale si trova anche lo zoccolo di alimentazione del cinescopio.

Il monitor è stato progettato per essere pilotato da segnali video (1 V_{pp}) diretti in senso positivo e da segnali di sincronizzazione diretti in senso negativo; ciò non toglie però che riinstradando opportunamente i segnali non si possa pilotare il monitor con segnali video e di sincronismo separati, a livelli TTL.

Le caratteristiche e le prestazioni del monitor si possono vedere nella *tabella 1*; lo schema a blocchi con riportate le funzioni e i componenti principali, in *figura 1* e lo schema elettrico principale in *figura 2*.

Cinescopi e gioghi di deflessione impiegati

I cinescopi M 24-306, M 31-336 e M 31-340 sono stati appositamente progettati per poter presentare sul loro schermo informazioni grafiche ed alfanumeriche quali quelle presenti sui terminali di computer e personal computer ecc. Posseggono infatti schermi con fosforo di tipo W (bianco) oppure GH e GR (verdi), ed inoltre la superficie esterna del loro schermo può essere del tipo riflettente o meno. I catodi sono il tipo a riscaldamento rapido, e sono messi in funzione con una tensione di 12 V/130 mA; la tensione di accelerazione del fascio (EAT) ha il valore nominale di 11 kV. I dati caratteristici dei gioghi di deflessione da impiegare con questi tubi sono riportati nella *tabella 2*.

Stadio finale di riga

Lo stadio finale di riga lavora con il trasformatore di riga AT 2140/16 A e il

Tabella 2 - Dati tecnici dei gioghi di deflessione

Giogo	AT 1076/03	AT 1076/04	AT 1077/05
Diagonale dello schermo	31 cm (12")	24 cm (9")	24 cm e 31 cm
Diametro interno del giogo	20,9 mm max	20,9 mm max	20,9 mm max
Angolo di deflessione	90°	90°	90°
Corrente I_{pp} nelle bobine di riga per la massima deflessione	2,6 A	2,72 A	3,12 A_{pp}
Induttanza delle bobine di riga collegate in serie	470 μH	470 μH	470 μH
Corrente I_p attraverso le bobine di quadro per la massima deflessione	0,44 A (10 kV)	0,47 A (10 kV)	0,5 A_{pp} (12 kV)
Resistenza delle bobine di quadro collegate in parallelo	10Ω	10Ω	10Ω

Fig. 3 - Dimensioni del radiatore di calore sul quale deve essere montato il transistore dello stadio finale di riga BU 806; dimensioni indicate in mm, diametro fori = 3,5 mm.

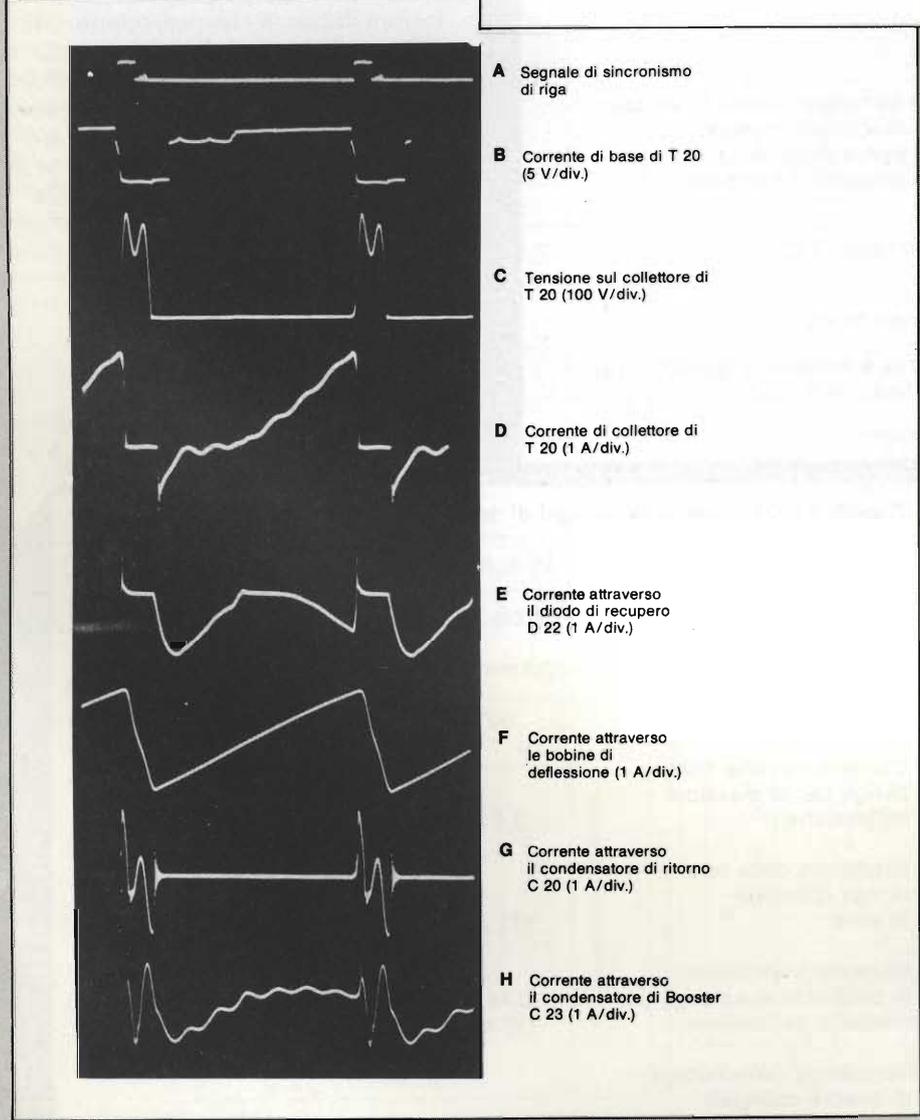
I Segnale di sincronizzazione di quadro (2 V/div.)

J Segnale del generatore del dente di sega presente sul terminale 11 (5 V/div.)

K Tensione per le bobine di deflessione presente sul terminale 6 (5 V/div.)

L Corrente attraverso le bobine di deflessione verticale (0,4 A/div.)

M Ondulazione presente sulla tensione d'ingresso al terminale 9 (0,2 V/div.)

Fig. 5 - Oscillogrammi ricavati sui punti più importanti dello stadio finale verticale (le lettere da J a M si riferiscono a quelle riportate nella tabella 4).

A Segnale di sincronismo di riga

B Corrente di base di T 20 (5 V/div.)

C Tensione sul collettore di T 20 (100 V/div.)

D Corrente di collettore di T 20 (1 A/div.)

E Corrente attraverso il diodo di recupero D 22 (1 A/div.)

F Corrente attraverso le bobine di deflessione (1 A/div.)

G Corrente attraverso il condensatore di ritorno C 20 (1 A/div.)

H Corrente attraverso il condensatore di Booster C 23 (1 A/div.)

Fig. 4 - Oscillogrammi ricavati sui punti più importanti dello stadio finale di riga (le lettere da A e H si riferiscono a quelle riportate nella tabella 3).

ELENCO COMPONENTI DEL MONITOR EDP

COMBINAZIONE ORIZZONTALE

Resistori

Tipo CR25, ± 5%, salvo diversamente specificato (in alternativa anche il tipo SFR 25)

R1 : 180 kΩ
R2 : 3,3 kΩ
R3 : 2,2 MΩ
R4 : 1,2 kΩ
R5 : 2,2 kΩ
R6 : 12 kΩ
R7 : 82 kΩ
R8 : 120 kΩ
R9 : 27 Ω
R10 : 220 Ω
R11 : 10 Ω
R12 : 56 kΩ
P1 : 47 kΩ - trimmpot. 10 mm
P2 : 47 kΩ - trimmpot. 10 mm

Condensatori

C1 : 470 nF - 40 V
C2 : 1 μF - 63 V
C3 : 10 μF - 25 V
C4 : 10 nF
C5 : 4,7 nF - 1%
C6 : 220 nF
C7 : 270 pF
C8 : 4,7 μF - 16 V
C9 : 100 μF - 25 V
C10 : 100 μF - 25 V
C11 : 82 pF - 500 V

Circuito integrato

IC1 : TDA 2593

STADIO FINALE DI RIGA

Resistori

R20 : 330 Ω
R21 : 470 Ω
R22 : 330 kΩ
R23 : 390 kΩ
R24 : 47 Ω
P20 : 470 kΩ - trimmpot. 18 mm
P21 : 2,2 MΩ - trimmpot. 18 mm

Condensatori

C20 : 8,2 nF - 1,5 kV
C21 : 3,3 μF - 100 V
C23 : 2,2 μF - 100 V
C24 : 4,7 μF - 100 V
C25 : 10 nF - 1000 V
C26 : 22 μF - 100 V
C27 : 100 μF - 63 V
C28 : 100 μF - 63 V

Diodi

D20 : BAW62
D21 : BYV95 C
D22 : BY229/400
D23 : BYV 95C
D24 : BYV 95C
D25 : BYV 95C

Transistori

T20 : BU 806
56359 B e C - disco di mica
e boccola d'isolamento

Componenti avvolti

TR20: AT 240/16 A - trasformatore di riga
con cavo EAT
L20 : AT 4042/42 - regolatore di linearità

DEFLESSIONE DI QUADRO

Resistori

R30 : 4,7 kΩ
R31 : 100 kΩ
R32 : 2,2 kΩ
R33 : 3,3 kΩ
R34 : 56 kΩ
R35 : 82 kΩ
R36 : 6,8 Ω - CR68
R37 : 270 Ω
R38 : 220 kΩ
R39 : 22 kΩ
R40 : 18 kΩ
R41 : 68 kΩ
R42 : 1,5 MΩ
R43 : 4,7 kΩ
R44 : 18 kΩ
R45 : 22 kΩ
R46 : 120 Ω
R47 : 820 Ω
R48 : 1,5 Ω
R49 : 5,6 Ω
P30 : 47 kΩ
P31 : 220 kΩ - trimmpot. 10 mm
P32 : 100 kΩ - cermet

Condensatori

C30 : 10 nF
C31 : 1000 μF - 35 V
C32 : 100 μF - 25 V
C33 : 10 μF - 25 V
C34 : 100 nF
C35 : 100 nF

Tabella 3 - Misure effettuate sullo stadio finale di riga

Parametro	Valore	Oscill.
1) Alimentazione attuata mediante alimentatore switching		
Tensione continua	12 V	
Corrente continua	0,785 A	
Ondulazione su tensione di ingresso	0,5 V	
Valore medio tensione uscita	26,5 V	
Ondulazione sulla tensione uscita (da picco a picco)	5,0 V	
2) Tensione alimentazione EAT		
EAT con $I_{fascio} = 0\ \mu A$	11 kV	
EAT con $I_{fascio} = 100\ \mu A$	10,15 kV	
Corrente con $I_{fascio} = 100\ \mu A$	0,89 A	
Resistenza interna	8,5 MΩ	
3) Deflessione		
Ampiezza deflessione/lunghezza riga con $I_{fascio} = 0\ \mu A$	95% del quadro completo	
Corrente deflessione	2,9 A	4 F
Errore di linearità	< 3%	
Distorsione raster con $I_{fascio} = 0 ... 100\ \mu A$	≤ 1%	
4) Transistore di riga (T 20)		
Tensione collettore	290 V	4 C
Tempo di ritorno	8,4 μs	
Corrente collettore diretta in senso positivo	2,9 A	4 D
Corrente collettore diretta in senso negativo	1,2 A	4 D
5) Diodo di recupero (D 22)		
Tensione	180 V	
Corrente	1,8 A	4 E
6) Condensatori		
Correnti I_{pp} attraverso il condensatore di accordo di ritorno (C 20)	3,5 A	4 G
Corrente I_{pp} attraverso il condensatore di booster (C 23)	2,1 A	4 H

regolatore di linearità AT 4042/42.

L'induttanza delle bobine di deflessione di riga, quando sono collegate in serie, ammonta a 470 μH (vedi *tabella 2*). Ciò significa che se venisse impiegato un cinescopio con diagonale di 31 cm (12"), richiedente una corrente di deflessione di 2,6 A (per una scrittura da bordo a bordo dello schermo) e un'alta tensione di 10 kV, queste bobine dovrebbero essere alimentate con una tensione di 25 V, o giù di lì. Questo valore di tensione viene fornito (se le bobine sono alimentate direttamente)

Tabella 4 - Misure sullo stadio di deflessione di quadro

Parametro	Valore	Oscill.
1) Alimentazione		
Tensione continua	12 V	
Corrente continua	75 mA	
Tensione sul terminale 5	11,0 V	
Ondulazione sulla tensione (terminale 5)	< 0,1 V	5 M
Tensione amplificatore (terminale 11)	26 V	5 J
2) Circuito integrato (IC)		
Tensione sulle bobine di deflessione (terminale 6)	13 V	5 k
Corrente nelle bobine di deflessione	0,4 A	5 L
Tensione impulso di cancellazione	5 V	
Durata impulso cancellazione	300 μs	

C36 : 470 nF
C37 : 100 nF
C38 : 2,2 μF - 40 V
C39 : 1000 μF - 25 V
C40 : 100 μF

Diodi

D30 : BAW62
D31 : BAW62
D32 : BYV95 C
D33 : BAW6262

Circuito integrato

IC2 : TDA 2653 A

PREAMPLIFICATORE VIDEO E INVERTITORE DEI SINCRONISMI

Resistori

R50 : 100 Ω - MR 25,1%
R51 : 1 kΩ
R52 : 4,7 kΩ
R53 : 100 Ω
R54 : 18 kΩ
R55 : 100 Ω
R56 : 470 Ω
R57 : 100 kΩ
R58 : 1 kΩ
R59 : 10 kΩ
R60 : 68 kΩ
R61 : 47 Ω
R62 : 22 kΩ
R63 : 100 kΩ
R64 : 10 Ω
R65 : 220 Ω
R66 : 220 Ω
R67 : 68 Ω
P50 : 470 Ω- trimmpot. 10 mm cermet

Condensatori

C50 : 2,2 μF - 40 V
C51 : 470 nF
C52 : 22 nF
C53 : 1 μF - 100 V
C54 : 150 μF - 16 V
C55 : 100 μF - 25 V

Diodo

D50 : BAW62

Transistori

T50 : BC549
T51 : BC559
T52 : BC549
T53 : BC559
T54 : BC559

STADIO FINALE VIDEO E ALIMENTAZIONE CINESCOPIO

Resistori

R80 : 100 kΩ resistori per alta tensione
R81 : 22 kΩ (per esempio Allen Bradly
R82 : 470 Ω Electronics Ltd. tipo EB-R-CR20)
R83 : 1 kΩ
R84 : 1,5 kΩ - CR68
R85 : 56 Ω
R86 : 47 Ω
R87 : 680 Ω
R88 : 47 kΩ
R89 : 18 kΩ
R90 : 2,2 kΩ
P80 : 1 kΩ - trimmpot. 10 mm

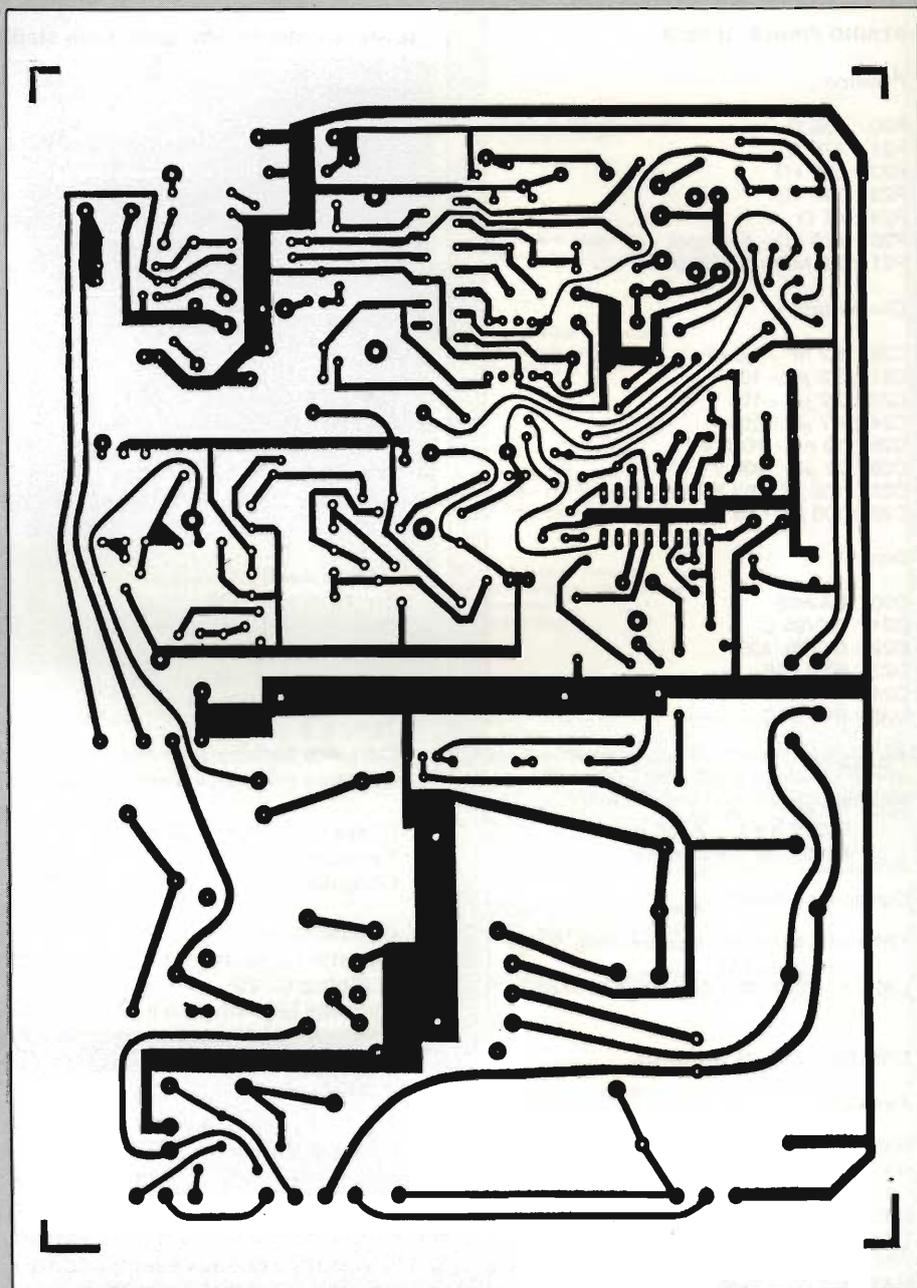



Fig. 6 - Piastra del circuito stampato principale vista dalla parte del rame scala 1:1.

Condensatori

C80 : 100 nF
C81 : 100 nF
C82 : 22 nF
C83 ; 330 pF

Diodi

D80 : BZX79 - C7 V 5
D81 : BAW62

Transistori

T80 : BF422
T81 : BC549
T82 : BC549

Zoccolo cinescopio per montaggio su circuito stampato (piedinatura JEDEC E7-91).

partendo da una tensione di alimentazione di + 12 V a mezzo di un circuito booster (un circuito cioè che ricupera l'energia durante il tempo di ritorno di riga) contenente il diodo di ricupero (o di rendimento) BY 229 (D22). Il transistore BU 806 viene pilotato direttamente dal circuito integrato TDA 2593. Si può quindi fare a meno del convenzionale stadio pilota.

L'avvolgimento dell'alta tensione del trasformatore di riga incorpora un diodo che fornisce la tensione continua di alimentazione dell'anodo finale del cinescopio, e cioè 11 kV. Gli altri avvolgimenti presenti sul trasformatore di riga provvedono a fornire le tensioni

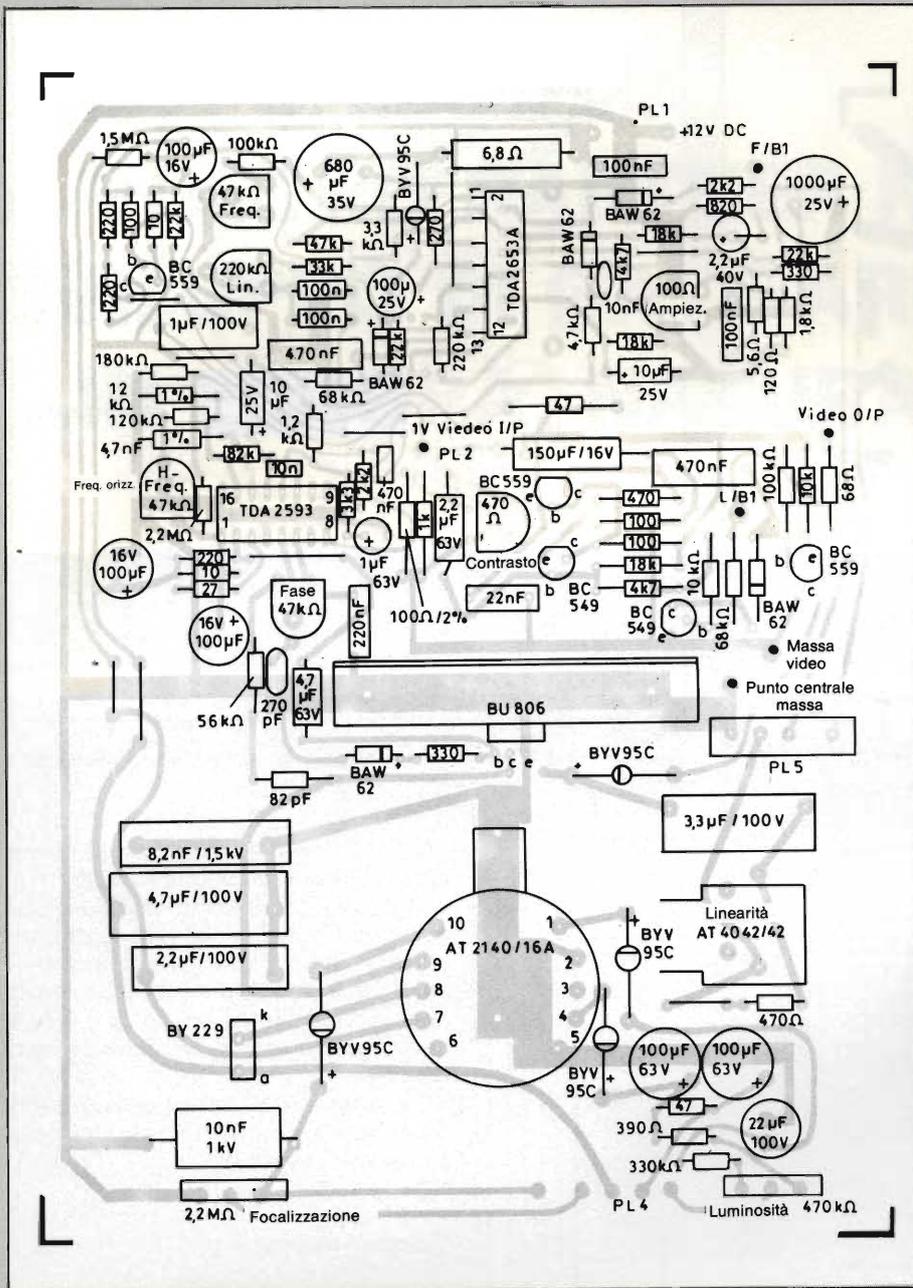



Fig. 7 - Piastra del circuito stampato principale con i componenti montati.

continue di alimentazione sia dello stadio finale video che degli elettrodi del cannone del cinescopio.

Queste tensioni continue sono ottenute in quanto questi avvolgimenti insieme ai rispettivi diodi, provvedono a raddrizzare, alcuni, il picco di andata, altri quello di ritorno della scansione di riga, a seconda dei valori di tensione richiesti.

La *figura 3* riporta le dimensioni del radiatore di calore necessario per il transistore finale di riga BU 806. Si tratta di una piastrina di alluminio spessa 1,6 mm, con fori da 3,5 mm.

Le curve di *figura 4* mostrano l'andamento delle tensioni e delle correnti presenti nei punti più importanti del circuito di deflessione di riga. La *tabella 3* riporta i dati di alcune misure.

Stadio di deflessione di quadro

La deflessione di quadro è attuata impiegando il solo circuito integrato TDA 2653 A. Le bobine di deflessione di quadro del giogo sono collegate in parallelo e sono alimentate con la tensione di + 12 V. Per avere una buona linearità della deflessione di quadro, occorre che il generatore del dente di sega (terminale 11), sia alimentato con una tensione di valore più elevato, in questo caso + 27 V. Questo valore di tensione viene fornito dallo stadio finale di riga.

Il circuito integrato TDA 2563 A, nonostante incorpori anche lo stadio finale di quadro, ha, in questo caso, una dissipazione di basso valore (<1 W); di conseguenza non richiederà alcuna aletta di raffreddamento. La *figura 5* indica l'andamento delle tensioni e delle correnti della deflessione di quadro misurate nei punti più interessanti del circuito. La *tabella 4* riporta alcune misure effettuate su questo circuito.

Stadio finale video

Questo monitor contiene un preamplificatore video munito di regolazione del contrasto; l'impedenza d'ingresso è prevista per un cavo da 75 Ω. Il preamplificatore può lavorare con segnali video diretti in senso positivo il cui valore può andare da 0,5 V fino a 2 V_{pp} e con segnali di sincronizzazione diretti in senso negativo con valore nominale di 1 V_{pp}. L'amplificazione complessiva è 5, la larghezza di banda è 50 MHz. La massima tensione video di uscita arriva a 4 V da picco a picco.

Il preamplificatore del segnale di sincronismo e il relativo stadio invertitore costituiscono l'interfaccia richiesta dal circuito integrato TDA 2593; forniscono in altre parole, il segnale di pilotaggio a questo integrato. Possono essere applicati sia segnali video sia segnali di sincronismo composti diretti entrambi in senso negativo.

Il transistore BF 422 (T80) dello stadio finale video è pilotato di emettitore. Esso provvede a fornire anche la cancellazione del ritorno sia di riga che di quadro.

Questo stadio ha un fattore di amplificazione che può andare da 15 a 20, e una larghezza di banda di circa 20 MHz. Per ridurre al minimo la capacità dispersa e parassita dei collegamenti, questo amplificatore viene montato sulla stessa piastra di circuito stampato sulla quale si trova lo zoccolo di alimentazione del cinescopio.

Particolarità del circuito stampato

Per avere un raster con buona linearità, esente da modulazioni spurie, occorre porre la massima attenzione nella disposizione e nella struttura delle piste del rame dello stampato (layout). Ogni sezione circuitale dovrà avere una propria massa. Tutti questi punti di massa dovranno, a loro volta, far capo ad un punto centrale di massa del circuito stampato, e da questo punto venire collegati alla massa dello chassis. Anche la disposizione dei compo-

Fig. 8 - Piastra del circuito stampato sulla quale è montato lo zoccolo di alimentazione del cinescopio.

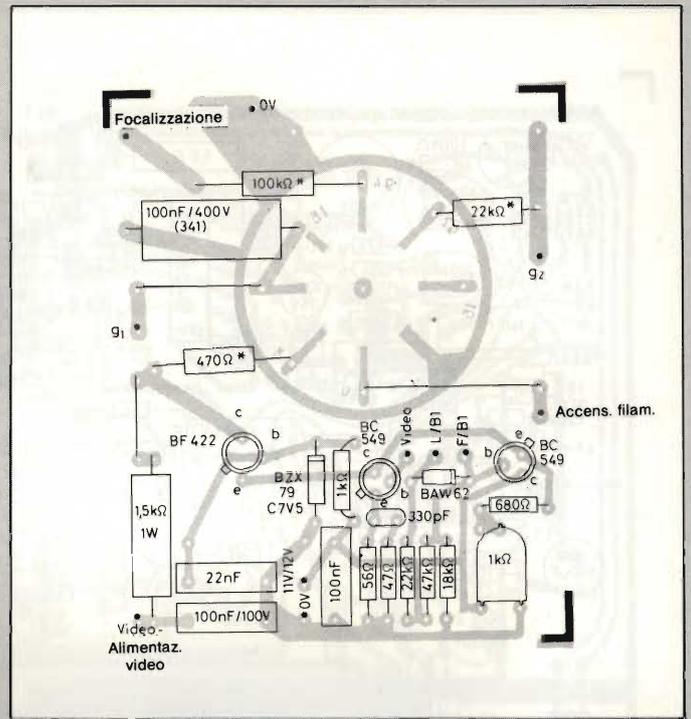



Fig. 9 - Piastra del circuito stampato di figura 8 con i componenti montati.

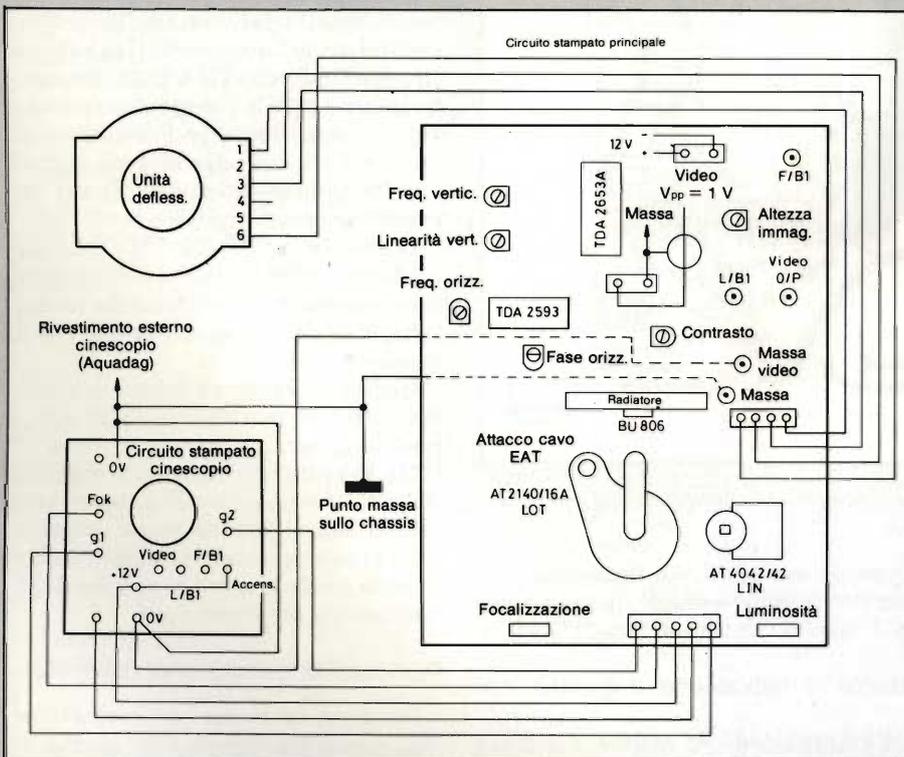



Fig. 10 - Collegamenti da effettuare fra le varie sezioni del monitore.

nenti di ciascuna sezione dovrà essere oggetto di attento studio e cura.

In *figura 6* è riportata una possibile strutturazione, data in fase di prototipo, alla piastra del circuito stampato; il suo layout tiene conto dei precedenti suggerimenti. In *figura 7* si può vedere questa stessa piastra con i componenti montati.

La *figura 10* illustra i collegamenti da effettuare tra le varie sezioni dello chassis del monitor.

Componenti impiegati

Come già accennato all'inizio, questo monitor impiega componenti D.G.D. standard. L'elenco di tutti i componenti è stato suddiviso in liste corrispondenti alle rispettive funzioni riportate nello schema a blocchi.

■

TRANSISTORI SIPMOS E CIRCUITI DI COMMUTAZIONE

di Alfred Hauenstein, Siemens SpA

Al progettista che lavora con impulsi modulati in ampiezza, quali quelli richiesti dagli alimentatori stabilizzati a commutazione, dai convertitori cc/cc, dagli inverter e dai sistemi di comando dei motori, i transistori SIPMOS, grazie alle loro particolari prestazioni, semplificano notevolmente i problemi.
Questo articolo mette in evidenza i parametri che intervengono nel meccanismo di commutazione, fondamentale nelle suddette applicazioni, e dà alcuni consigli pratici per la realizzazione dei circuiti di comando di questi componenti.

SIPMOS è la sigla commerciale con la quale la Siemens presenta i transistori MOSFET di potenza. Riassumiamo brevemente le caratteristiche di questi dispositivi.

Il SIPMOS è un transistore FET-MOS di potenza la cui corrente di drain (di alcuni ampere) può essere controllata con una tensione di pochi volt applicata sul gate, senza assorbimento di potenza da parte del gate. Ci troviamo quindi di fronte ad un dispositivo che si comporta come un tubo a vuoto di potenza (triodo o pentodo), il quale però possiede tutti i pregi dei dispositivi a semiconduttore e non ha invece gli inconvenienti, caratteristici dei tubi a vuoto. Così per esempio, la tensione di pilotaggio richiesta non supera i 5 V, e di conseguenza i SIPMOS potranno essere comandati *direttamente* da logiche TTL, e più in generale, da tutti i dispositivi LSI (microprocessori, microcomputer ecc.).

I SIPMOS posseggono inoltre una velocità di commutazione superiore a quella degli analoghi dispositivi bipolari. Questa velocità di commutazione dipende esclusivamente dalla capacità d'ingresso e dalle condizioni di pilotaggio. Trascurabile è invece l'influenza che la corrente di carico e la temperatura possono avere sui valori di capacità di questi dispositivi.

La capacità d'ingresso dei SIPMOS viene ricaricata ad ogni fase di commutazione, ed è pertanto il parametro che fissa univocamente il limite superiore della velocità di commutazione di questo dispositivo.

Possibilità di trattare potenze elevate

Nel transistore SIPMOS la potenza dissipata è direttamente proporzionale alla tensione applicata tra drain e source. Le tensioni ad impulsi che il SIPMOS può sopportare sono dello stesso ordine di grandezza della massima tensione di bloccaggio drain-source, e di conseguenza sono molto elevate. Con un chip con dimensioni di 4 mm x 4 mm, questa capacità di sopportare impulsi ammonta a circa 3,5 kW per la durata di 10 ms.

Questa robustezza intrinseca delle strutture del chip fa sì che il circuito di protezione drain-source risulti molto semplificato e realizzabile con componenti di piccola potenza.

In molti casi, il SIPMOS è chiamato ad interrompere una corrente circolante in una induttanza; tale interruzione, com'è noto, dà sempre luogo a notevoli extratensioni. Il circuito di protezione drain-source sopramenzionato, e sempre presente, serve a mantenere queste extratensioni entro i valori della massima tensione di bloccaggio ammessa per il particolare SIPMOS impiegato. La potenza dissipata in questo circuito di protezione è però molto più piccola di quella presente in analoghi circuiti di protezione impiegati nei transistori bipolari. Questo è il motivo per cui, come detto in precedenza, queste reti di protezione possono essere realizzate con componenti di piccola potenza, ed hanno un costo molto limitato.

I SIPMOS sono interruttori ideali

Siccome i SIPMOS, a differenza dei transistori bipolari, non posseggono tempi di immagazzinamento delle cari-

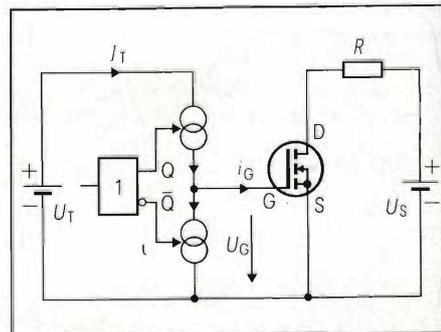



Fig. 1 - Pilotaggio di un transistore SIPMOS mediante una sorgente di corrente commutata.

deranno alcuna potenza. In condizioni di funzionamento *dinamico* (e cioè in fase di commutazione continuativa), il circuito di comando del gate dovrà invece provvedere a caricare e a scaricare, in sincronismo con la frequenza di commutazione, la capacità d'ingresso caratteristica dei transistori SIPMOS.

Questa carica e scarica della capacità d'ingresso dei SIPMOS richiederà, a sua volta, un certo assorbimento di corrente da parte del circuito di pilotaggio; l'entità di questo assorbimento sarà direttamente dipendente dal valore della frequenza di commutazione.

Qui di seguito ci proponiamo di illustrare come si deve procedere per calcolare la potenza richiesta per il comando dei transistori SIPMOS in funzionamento dinamico. Queste considerazioni teoriche verranno infine illustrate con un esempio pratico.

I transistori SIPMOS della Siemens sono prevalentemente dispositivi FET/MOS di potenza. Esistono però anche versioni per piccoli segnali particolarmente adatte ad essere impiegate nei sistemi a microcomputer, CMOS e TTL. Sono disponibili con canale N oppure P.

che (storage time), la durata (e cioè la larghezza) del loro impulso di comando potrà essere regolata (e al limite portata a zero), impiegando circuiti di comando molto semplici. Questo significa in altre parole che un circuito di commutazione di potenza, realizzato con questi dispositivi, possederà ampie possibilità di regolazione.

Un grande vantaggio dei circuiti realizzati con i transistori SIPMOS è la possibilità di lavorare senza difficoltà con frequenze di commutazione molto elevate, e questo consentirà di ridurre notevolmente il *volume* dei componenti magnetici avvolti come trasformatori e induttanze di arresto, ed anche dei condensatori di spianamento. Tutte le suddette caratteristiche consentiranno un'ampia possibilità di regolazione del sistema sotto controllo.

Potenza di pilotaggio ridotta

I transistori SIPMOS, essendo FET-MOS, sono "interruttori" che possono essere aperti o chiusi mediante tensioni (gli analoghi interruttori bipolari debbono invece essere comandati mediante correnti). Ne consegue che in condizioni di funzionamento *statico* (e cioè per *una sola* fase di entrata in conduzione), questi dispositivi non richiedono alcuna potenza.

Fig. 2 - Circuito equivalente di un transistore SIPMOS.

Il meccanismo di entrata in conduzione del SIPMOS

Per semplificare la discussione, ci riferiremo al semplice circuito di comando riportato in *figura 1*, il quale lavora con una corrente costante i_G. Al circuito di pilotaggio verrà richiesta corrente soltanto durante la fase di commutazione, o meglio durante la fase di portata in conduzione del SIPMOS. In fase di non conduzione del SIPMOS (bloccaggio), le capacità del transistore vengono scaricate verso massa (*figura 2*). Si tenga presente che l'energia (o la potenza) assorbita dal SIPMOS in fase di entrata in conduzione non varierà neanche nel caso in cui le capacità del

Fig. 3 - Andamento idealizzato della capacità di Miller in funzione della tensione tra drain e source (V_{DS}).

transistore venissero caricate attraverso un resistore.

Si è supposto inoltre di rendere lineare l'andamento della capacità di Miller in funzione della tensione applicata tra drain e source (V_{DS}), ed inoltre che tale capacità assuma un valore molto elevato (pendenza) in corrispondenza del fronte di salita dell'impulso di innesco (*figura 3*).

La *figura 4* riporta l'andamento della tensione esistente tra drain e source (V_{DS}), quella tra gate e source (V_{GS}), e infine, la corrente circolante nel gate (I_{GS}), la quale continuerà a scorrere fino a quando la capacità d'ingresso del transistore non sarà stata caricata fino ad assumere il valore della tensione di comando d'ingresso.

La velocità di commutazione del transistore dipenderà quasi per intero dal valore assunto dalla capacità di Miller, specialmente quando questa, nel campo $V_{DS} \leq V_{GS}$, assume decisamente il valore C_{Mi2} (*figura 3*).

Calcolo dell'energia di commutazione

Per facilitare il calcolo dell'energia richiesta dal meccanismo di commutazione, sarà conveniente suddividere il processo di entrata in conduzione del transistore SIPMOS in quattro tempi, e cioè da t_1 a t_4.

Tempo t_1: durante questo tempo, la capacità gate-source (C_{GS}) viene caricata fino ad assumere il valore della tensione di innesco (V_{GS1}), che, pressapoco è 3 V. L'energia sottratta dal circuito di pilotaggio all'alimentatore è:

$$E_1 = V_T \cdot i_G \cdot t_1 \quad (1)$$

assegnando a t_1 il valore di $C_{GS} \cdot V_{GS1}/i_G$, e nel caso C_{GS} sia molto piccola rispetto a C_{Mi1}, la (1) diventerà:

$$E_1 = V_T \cdot V_{GS1} \cdot C_{GS}$$

Tempo t_2: durante il tempo t_2 avremo:

$$E_2 = C_{Mi1} (V_s - V_{GS1}) \cdot V_T \quad (2)$$

Tempo t_3: durante il tempo t_3 avremo:

$$E_3 = C_{Mi2} \cdot V_{GS1} \cdot V_T \quad (3)$$

Tempo t_4: durante il tempo t_4 avremo:

$$E_4 = (C_{Mi2} + C_{GS}) (V_T - V_{GS1}) V_T \quad (4)$$

Il valore complessivo dell'energia di comando ($E_{comando}$) sarà dato da:

$$E_{comando} = E_1 = E_2 + E_3 + E_4$$

$$E_{comando} = C_{Mi1} \cdot V_T (V_S - V_{GS1}) + (C_{GS} + C_{Mi2}) V_T^2 \quad (5)$$

La potenza di comando ($P_{comando}$) sarà invece data da:

$$P_{comando} = E_{comando} \cdot f_{commutazione} \quad (6)$$

La potenza di comando è direttamente proporzionale alla frequenza di commutazione (*figura 5*). Trascurando le correnti di dispersione del transistore, che d'altra parte sono di valore trascurabile, si deduce che, in condizioni di funzionamento statico, la potenza di pilotaggio sarà zero.

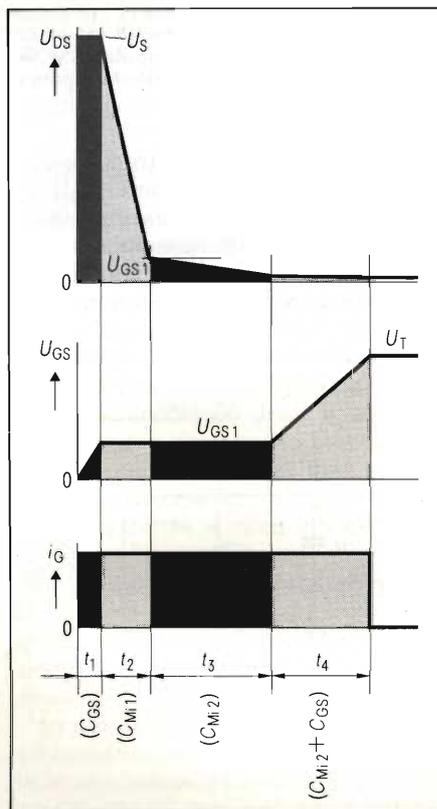



Fig. 4 - Illustrazione particolareggiata del meccanismo di commutazione di un transistore SIPMOS.

Esempio pratico

In base alle precedenti considerazioni, vediamo di calcolare la potenza di comando richiesta da un alimentatore stabilizzato a commutazione (SMPS), alimentato dalla tensione di rete di 220 V, e impiegante come transistore-interruttore, il tipo BUZ 80. La frequenza di commutazione è 50 kHz.

$V_S = 300$ V; $V_T = 12$ V, $V_{GS1} = 3$ V

$C_{GS} = 1{,}6$ nF; $C_{Mi1} = 30$ pF;

$C_{Mi2} = 1{,}6$ nF.

Con questi valori, l'energia di comando sarà:

$$E_{comando} = E_1 + E_2 + E_3 + E_4$$

$$\approx 57.10^{-9}\ Ws + 107.10^{-9}\ Ws + 58.10^{-9}\ Ws + 313.10^{-9}\ Ws \approx 0{,}5\ \mu Ws.$$

La potenza per comandare il transistore ($P_{comando}$) sarà data pertanto da:

$$P_{comando}\ 0{,}5 \cdot 10^{-6}\ Ws \cdot 50.10^3\ s^{-1} = 25\ mW$$

Questo semplice esempio pratico dimostra che il valore di 0,5 μWs di energia richiesto per comandare o meglio, per portare in conduzione un transistore SIPMOS, è straordinariamente basso. Anche con una frequenza di commutazione di 50 kHz, il prelievo di potenza dalla sorgente di alimentazione dello stadio pilota sarà ancora soltanto circa 25 mW.

Dalla relazione (4) si vede che la porzione maggiore di energia è richiesta durante il tempuscolo 4; tale energia

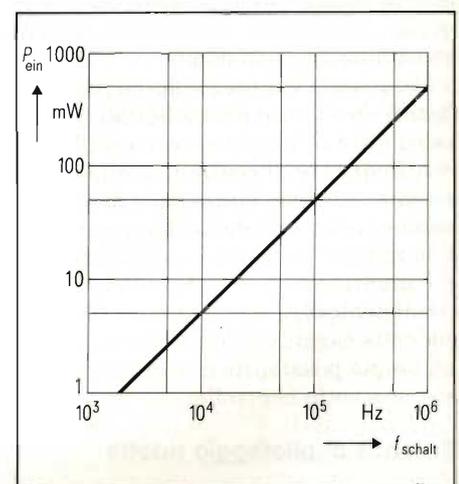



Fig. 5 - Potenza di pilotaggio in funzione della frequenza di commutazione (BUZ 80, Vs = 300 V, VT = 12 V).

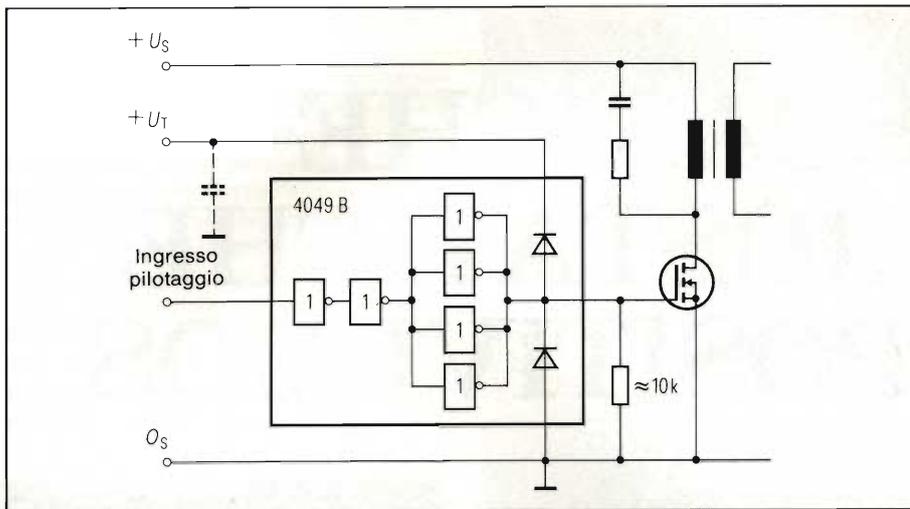



Fig. 6 - Circuito di pilotaggio di un transistore SIPMOS realizzato con l'integrato standard CMS 4049B (formato da 6 invertitori).

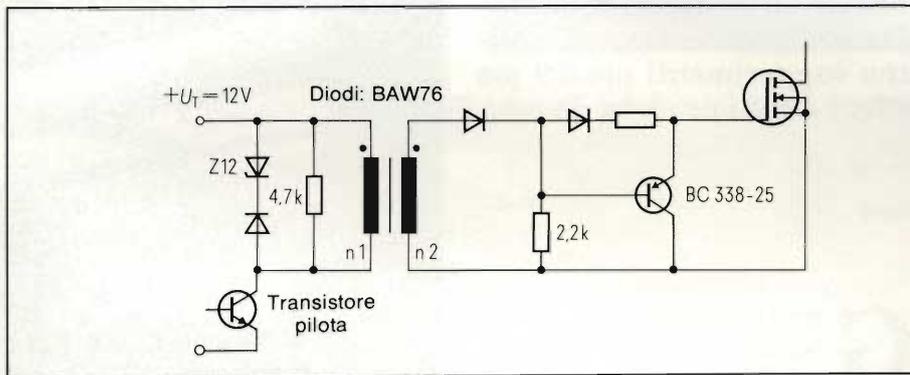



Fig. 7 - Stadio pilota accoppiato a trasformatore.

serve a portare il transistore sul valore più basso di resistenza di conduzione R_{ON}. Quelle applicazioni nelle quali è richiesto un bassissimo assorbimento di corrente da parte dello stadio pilota, dovrebbero pertanto lavorare con tensioni di comando estremamente basse. Nell'esempio citato, riducendo la tensione di comando dal valore di 12 V al valore di 8 V, si avrebbe come risultato che l'assorbimento di potenza scenderebbe da 25 mW a cica 14 mW.

In pratica, le suddette caratteristiche consentono di ottenere due importanti vantaggi; il primo è una notevole semplificazione dell'alimentatore di corrente sussidiario. La ridotta potenza di pilotaggio richiesta consente infatti, in molti casi, di alimentare il circuito pilota tramite un resistore in serie nel caso di tensioni continue d'ingresso elevate, oppure tramite una "resistenza capacitiva" in serie (condensatore per alternata) nel caso di tensioni alternate d'ingresso elevate.

Il secondo vantaggio consiste in una notevole semplificazione e standardizzazione dello stesso circuito pilota. Questa semplificazione si avrebbe anche nel caso le frequenze di commutazione fossero di valore elevato. La bassa corrente di picco richiesta, solitamente inferiore a 200 mA, e le basse tensioni di pilotaggio dei transistori SIPMOS, consentono di poter pilotare questi dispositivi con circuiti integrati standard.

Circuiti di comando per transistori SIPMOS

Con due esempi pratici dimostreremo quanto possano essere semplici i circuiti di comando dei transistori SIPMOS e con quanti pochi componenti essi possano essere realizzati.

Per caricare e scaricare molto velocemente la capacità d'ingresso e la capacità di Miller di un transistore SIPMOS conviene ricorrere a un circuito di comando con uscita in controfase (*figura 6*). Questi circuiti presentano, tra l'altro, il vantaggio di assorbire una loro corrente di funzionamento molto bassa.

Il circuito integrato CMOS 4049B standard, formato da 6 invertitori, fornisce su ciascuna uscita, una corrente di circa ± 40 mA. Collegando in parallelo più invertitori, è possibile produrre la corrente di gate necessaria per una commutazione veloce del transistore SIPMOS. Notevoli vantaggi offrono i diodi di protezione integrati, presenti all'uscita del CMOS; questi impediscono effettivamente una distruzione del gate del SIPMOS prodotta da un'eventuale sovratensione.

Nei circuiti normali (e cioè in quelli non in controfase) possono essere collegati in parallelo quattro invertitori, a loro volta, collegati con due invertitori in serie. In questo modo si ottiene l'inversione del segnale, e nello stesso tempo, una ridotta capacità di ingresso per il circuito di comando.

Il resistore da 10 kΩ serve a portare a potenziale di massa il gate nel caso in cui venga tolta la tensione di alimentazione allo stadio pilota.

Nei circuiti in controfase, entrambi i transistori SIPMOS possono essere pilotati dalle due terne di invertitori collegati in parallelo di un solo circuito integrato 4049B.

Il secondo circuito di comando di un transistore SIPMOS è attuato mediante accoppiamento a trasformatore (*figura 7*). Per caricare rapidamente la capacità d'ingresso e la capacità di Miller del transistore del SIPMOS viene impiegato il transistore BC 338 la cui base viene portata sullo stesso potenziale della source mediante un resistore da 2,2 kΩ. Grazie all'elevata amplificazione di corrente del BC 338, la corrente di scarica ammonta a circa 200 mA. ■

Bibliografia

1) *Convertitore cc/cc: 80 V ... 12 V/10 A con il SIPMOS BUZ 41A* - Selezione di tecniche elettroniche n. 6-1983 pag. 65.

2) *Sistema di controllo della velocità di un motore in continua realizzato con il SIPMOS BUZ44A* - Selezione di tecniche elettroniche n. 6-1983 pag. 67.

3) *Alimentatore SMPS a 5 V/10 A e convertitore cc,cc, 12 V 1250 ... 300 V* - Selezione di tecniche elettroniche n. 7/8-1983 pag. 42.

4) *Reattore elettronico per lampade fluorescenti* - Selezione di tecniche elettroniche n. 7/8-1983 pag. 109.

LE SCARICHE ELETTROSTATICHE E I DISPOSITIVI MOS

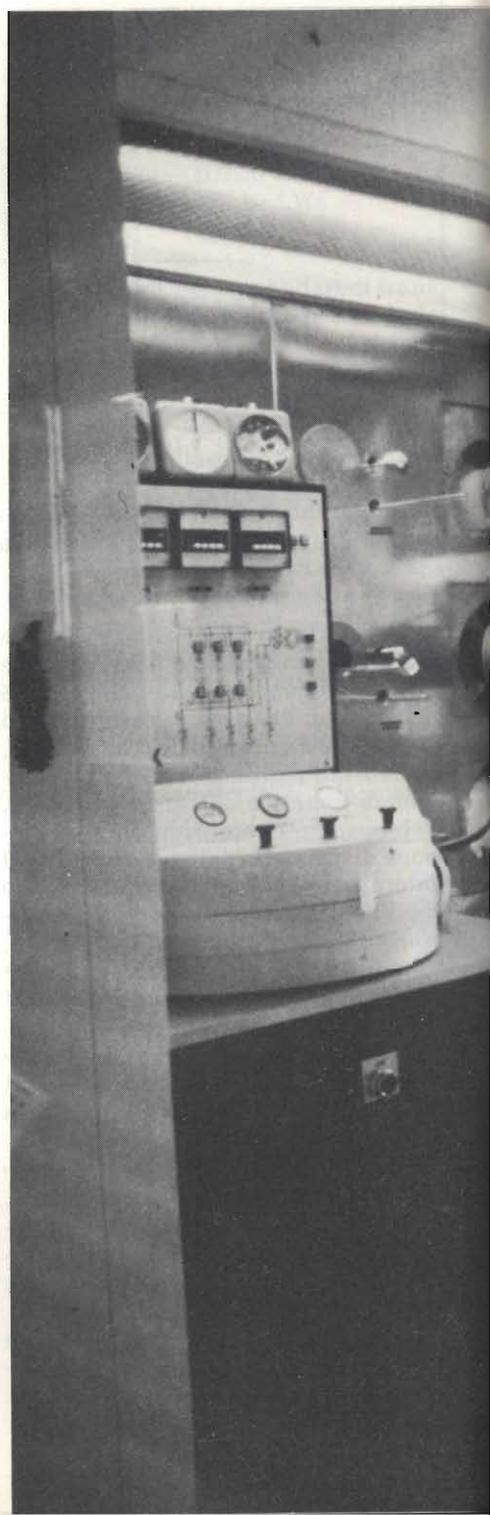
Le dimensioni sempre più ridotte delle strutture dei chip dei c.i. MOS mentre consentono di aumentare la densità di integrazione e di ridurre la dissipazione, rendono i medesimi sempre più esposti ad essere danneggiati dalle scariche elettrostatiche. In questo articolo, si esaminano le sorgenti delle scariche elettrostatiche e si danno suggerimenti pratici per proteggere i dispositivi MOS contro i danni prodotti da esse.

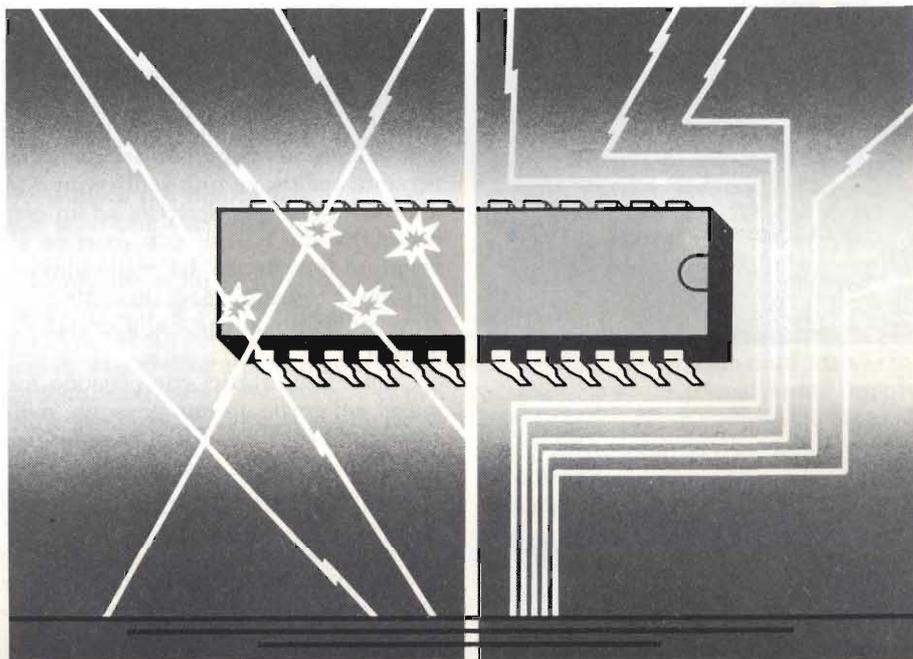
di B. Bahlburg

Tabella 1 - Scala dei materiali, sede di cariche elettrostatiche prodotte per strofinio. I materiali sono disposti in ordine di crescente carica elettrostatica prodotta per strofinio

⊕	aria
	mani
	pelo di gatto
	vetro
	mica
	nylon
	lana
	piombo
	seta
	alluminio
	carta
	cotone
	acciaio
	legno
	gomma dura
	nichel/rame
	ottone/argento
	oro/platino
	zolfo
	rayon
	poliestere
	orlon
	saran
	poliuretano
	polietilene
	polipropilene
	polivinicloruro
	silicio
⊖	teflon

Gli ambienti dove vengono fabbricati e controllati tutti i dispositivi a semiconduttore sono estremamente puliti e hanno condizioni atmosferiche (umidità, temperatura ecc.) rigorosamente controllate. Il personale addetto alla fabbricazione e al controllo dei dispositivi a semiconduttore indossa camici bianchi, guanti e scarpe isolanti, ecc. Paradossalmente, proprio questi ambienti estremamente puliti e "secchi" sono all'origine della formazione di quelle cariche elettrostatiche la cui scarica può danneggiare o addirittura distruggere la maggior parte dei dispositivi a semiconduttore e in particolare i dispositivi MOS. Alle cariche elettrostatiche e ai relativi potenziali che queste producono, i dispositivi a semiconduttore possono essere esposti anche in sede di controllo e di collaudo, in sede di "incoming inspection" e quando risultano già montati sul circuito stampato.

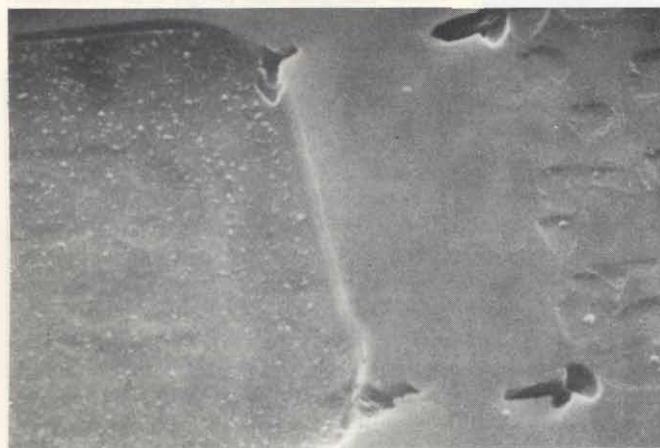
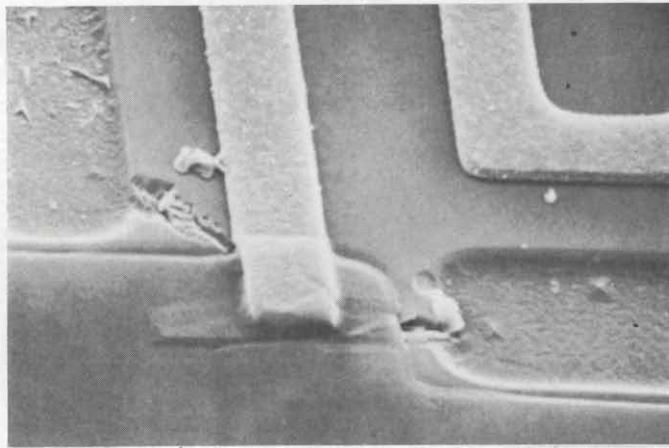
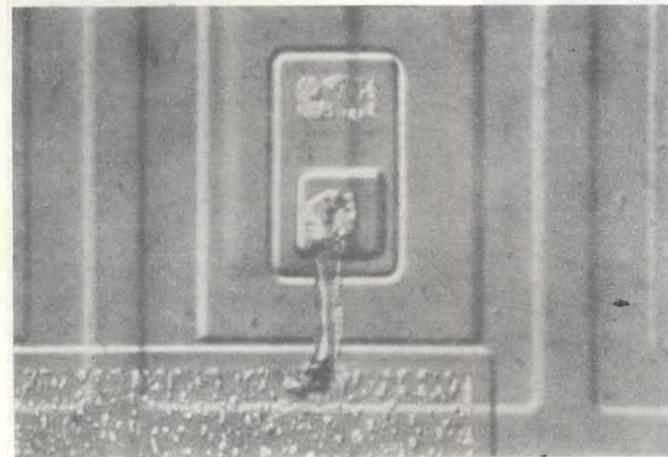
Il personale addetto alla preparazione e al controllo dei dispositivi MOS (i più soggetti ad essere distrutti) conosce molto bene le cause che possono "caricarlo", e pertanto mette in atto tutti gli accorgimenti per non scaricare la carica elettrostatica presente sul suo corpo sui dispositivi MOS che esso deve maneggiare.

Sorgenti di cariche elettrostatiche

In un materiale neutro, la carica complessiva dei protoni (carica positiva) e quella degli elettroni (carica negativa) è zero (i neutroni non posseggono nessuna carica). Quando la superficie di un sifatto materiale viene strofinata con la superficie di un altro materiale, il calore prodotto dall'attrito costituisce un'energia tale che, trasferita agli elettroni che si trovano in superficie può modificare le condizioni di equilibrio elettrico a cui abbiamo accennato più sopra (triboelettricità). Questi elettroni infatti, eccitati dall'energia termica, possono abbandonare la loro orbita di valenza e venire intrappolati nell'orbita di valenza dell'altro materiale. Ciò può dar luogo alla formazione di due tipi di ioni (o cariche), e precisamente:

— ioni positivi nel materiale dal quale provengono gli elettroni (donatore);
— ioni negativi nel materiale dove arrivano gli elettroni (accettatore).

È quindi *l'attrito* tra le superfici di due materiali, specialmente non buoni conduttori, la causa e la sorgente dei *potenziali elettrostatici.* La grandezza e la polarità di questi dipenderanno:
— dalla natura dei materiali strofinati. In particolare, la grandezza e la polarità delle cariche statiche dipenderanno dalla particolare posizione che i due materiali strofinati occupano nella scala della *triboelettricità* (vedi *tabella 1*);
— dal calore prodotto dall'attrito, che dipenderà a sua volta dall'entità della forza applicata e dalla velocità con cui questa forza agisce;
— dalla conducibilità di supericie dei materiali. Durante e al termine dell'azione di strofinamento, una porzione della carica potrà sfuggire impedendo in questo modo la formazione di una tensione elettrostatica di valore molto elevato (ciò vale però soltanto per valori di conducibilità di superficie superiori a $10^{-9}\Omega$ per cm^2 di superficie.

Negli ambienti dell'industria, le cariche elettrostatiche possono essere prodotte da macchinari in movimento, da contenitori di materiale plastico, dalle

a)

b)

buste di plastica nelle quali sono inserite istruzioni operative, dai getti d'aria sulle macchine o sulla superficie dei tavoli, dai movimenti dell'uomo ecc.

Prove sperimentali hanno potuto assodare che, nel peggiore dei casi, una persona seduta su una sedia equivale, dal punto di vista elettrico, ad un condensatore da 100 pF con in serie un resistore (resistenza del corpo umano) di 1500 Ω; (questo "modello elettrico" è stato adottato anche dalle specifiche JEDEC).

I potenziali statici che possono formarsi sul corpo umano possono, nelle condizioni sopradescritte, raggiungere il valore di 10 kV, ed in alcuni casi, (casi estremi), superare addirittura i 30 kV.

Il livello di energia ($1/2\,CV^2$) associato a questi potenziali può pertanto essere dell'ordine di grandezza del millijoule (μ J); mentre i dispositivi MOS muniti di reti protetti possono dissipare impulsi di energia di soli 20 microjoule (μJ) e i MOS non protettive possono sopportare impulsi di energia di soli 2 μJ!

Effetti delle scariche elettrostatiche sui dispositivi a semiconduttore

Nel chip dei dispositivi a semiconduttore (sia discreti che integrati), i collegamenti tra le varie strutture interne e quelli con i terminali che portano all'esterno (le cosiddette piste di alluminio), sono isolati dall'area sottostante attiva del silicio mediante sottili strati di vetro (o meglio di ossido di silicio SiO_2). A seconda delle caratteristiche dello strato di vetro, (se cioè SiO_2 puro oppure SiO_2 fortemente drogato), la tensione di rottura può andare per i

Fig. 1 - Microfotografie realizzate con il microscopio elettronico a scansione. Mostrano i danni prodotti dalle scariche elettrostatiche sul chip. In a) è riportato un dispositivo bipolare con la giunzione emettitore-base in corto-circuito (sono state tolte le piste in alluminio). In b) si può vedere la rottura dell'ossido del gate in un dispositivo MOS. In c) cortocircuito nella giunzione base-emettitore di un dispositivo bipolare con formazione di un canale nella finestra della base (a destra). In d) cortocircuito emettitore-base-collettore substrato di un dispositivo bipolare. In e) cortocircuito in un MOS-FET tra il terminale (source) e il conduttore della tensione di alimentazione V_{cc}.

c)

e)

d)

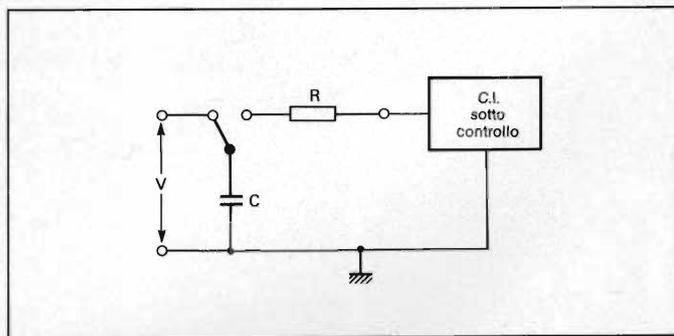



Fig. 2 - Circuito impiegato per controllare la sensibilità dei dispositivi a semiconduttore nei confronti delle scariche elettrostatiche. Il condensatore C viene caricato su un valore di tensione ben preciso e successivamente scaricato sul dispositivo da controllare attraverso il resistore R. Nella tabella 3, sono riportati i valori di R di C e di V a seconda che questa prova venga effettuata secondo le norme IEC oppure JEDEC.

circuiti integrati bipolari da 400 V/μm a 1000 V/μm. Ne consegue che, a seconda dello spessore di questo strato (molto sottile nei dispositivi MOS, dove può avere il valore di 0,1 μm, e in alcuni casi, 0,07 μm), potrà accadere che potenziali elettrostatici di appena 70 V, potranno distruggere il dispositivo. Questa scarica (rottura dielettrica) produrrà nello strato di vetro un foro (canale di plasma) con diametro inferiore al micron. I residui dell'operazione di metallizzazione del dispositivo oppure le piccolissime particelle di silicio prodotte in seguito all'azione plasma, presenti sulla superficie interna del foro, potranno influire più o meno marcatamente sulle aree in questione a seconda del livello di energia dell'impulso della scarica elettrostatica, e in alcuni casi, produrre un cortocircuito vero e proprio.

Si è riscontrato in pratica che tensioni elettrostatiche con valore di appena 45 V e energia di 2 μJ, sono riuscite a distruggere alcuni dispositivi FET. Le fotografie riportate in *figura 1* indicano molto chiaramente gli effetti distruttivi prodotti da scariche elettrostatiche. Questi danni alle strutture del chip vennero prodotti perchè l'operatore che montava il dispositivo semiconduttore sulla piastra del circuito stampato non si era collegato a terra.

Sensibilità dei dispositivi alle scariche elettrostatiche

In seguito a molte prove si è potuto appurare che le varie famiglie dei dispositivi a semiconduttore non hanno la stessa sensibilità nei confronti delle tensioni elettrostatiche. Si è potuta pertanto stabilire la seguente graduatoria di sensibilità:

— i più sensibili sono i MOS non protetti, (sia transistori discreti MOS che c.i. MOS), seguiti dai c.i. CMOS;
— dopo vengono i dispositivi logici TTL Schottky, (comprendenti le serie 74S e 54S), e alcuni circuiti integrati lineari che presentano la stessa sensibilità alle scariche dei CMOS;
— i dispositivi TTL Schottky di bassa potenza (74LS e 54LS) sono sensibili alle scariche come i TTL Schottky e i CMOS;
— i TTL standard (le serie 74 e 54) possono essere danneggiati da tensioni elettrostatiche di 2,5 kV (per esempio, presenti nel personale che maneggia questi dispositivi);
— anche alcuni dispositivi a semiconduttore discreti di bassa potenza e per piccoli segnali possono essere sensibili alle scariche elettrostatiche.

Solitamente, i dispositivi a semiconduttore sono muniti di reti di protezione (realizzate con giunzioni attive) incorporate nel chip medesimo, oppure posseggono reti di protezione esterne. Per ciò che riguarda il primo sistema di protezione, (e cioè quello incorporato nell'area attiva del dispositivo), occorre dire che esso è il risultato di un compromesso: infatti, mentre da una parte protegge il dispositivo contro le scariche elettrostatiche, dall'altra tende a ridurre le prestazioni del dispositivo; così per esempio, i diodi "tosatori" incorporati nel chip, da una parte proteggono il dispositivo contro le sovratensioni prodotte dalle cariche elettrostatiche, ma nello stesso tempo limitano il livello delle tensioni applicabili all'ingresso del dispositivo; inoltre, la capacità aggiuntiva che questi diodi limitatori introducono tende a ridurre la velocità operativa del dispositivo stesso.

Nella *tabella 2* è riportata una classificazione di massima della sensibilità dei dispositivi nei confronti delle scariche elettrostatiche.

Un'osservazione particolare occorre a questo punto introdurre a proposito dei sistemi realizzati con c.i. CMOS; tale osservazione non è però direttamente connessa con le scariche elettrostatiche di cui finora abbiamo parlato. La presenza nel medesimo chip dei CMOS di transistori a canale N che a canale P (NPN/PNP) significa che la formazione di strutture parassite pnpn, una volta portate in conduzione, potrà lasciar passare valori elevati di corrente. L'entrata in conduzione di queste strutture può essere provocata da picchi di tensione presenti sulla tensione di alimentazione in cc oppure sugli ingressi e sulle uscite del dispositivo; correnti di triggering di soli 2 mA potranno pertanto produrre correnti continuative (latching current) che possono superare i 200 mA (occorre però far presente che i dispositivi formati da strati epitassiali tollerano correnti di trigger più elevate prima di entrare in forte conduzione; valori tipici sono 50 mA).

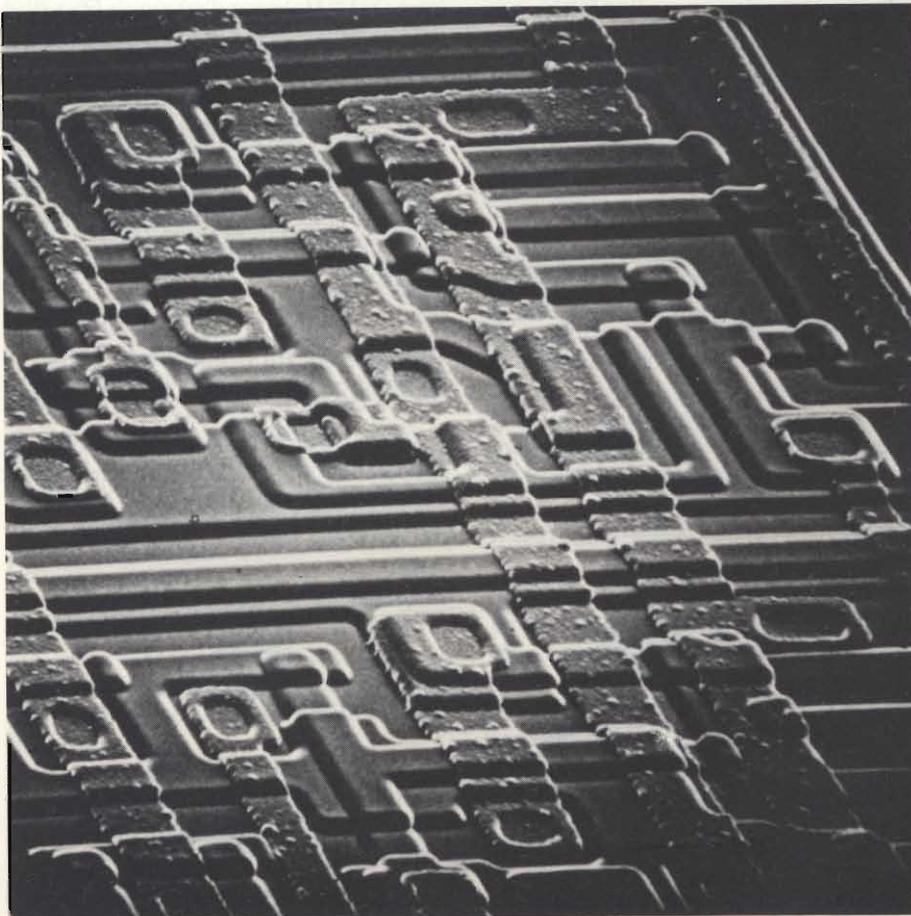
Nella progettazione dei circuiti CMOS si dovrà pertanto "curare" in particolare "l'ambiente elettrico" che

La tendenza a realizzare in poco spazio un numero sempre più grande di componenti attivi e passivi (tecnologie VL SI) costringe a ridurre le dimensioni delle relative strutture (piste, per esempio, da 1 a 3 μm), rendendole quindi più facilmente distruggibili da parte delle cariche elettrostatiche esterne.

Tabella 2 - Sensibilità di alcuni dispositivi semiconduttori alle scariche elettrostatiche		
Campo delle tensioni elettrostatiche	*Reazione del componente alla scarica elettrostatica*	*Classificazione dei componenti*
< 170 V	molto sensibile	in generale, MOS non protetti (mixer a due gate) ecc.
170 ÷ 2000 V	sensibile	CMOS, (L) S-TTL, JFET, circuiti integrati bipolari con β elevato, MOS protetti, dispositivi ECL ecc.
2000 ÷ 15000 V	meno sensibile	dispositivi discreti, circuiti integrati bipolari, diodi commutatori ecc.
15000 V e oltre	insensibile	transistori di potenza, ecc.

— si faccia in maniera che mai vengano superati i massimi transitori ammessi che si formano al momento dell'inserimento e del disinserimento della tensione di alimentazione. Si cerchi di ridurre l'ondulazione residua (ripple) sulla tensione di alimentazione in maniera che al dispositivo non vengano applicate tensioni superiori ai massimi valori ammessi. A questo scopo può servire molto bene un diodo zener veloce collegato in parallelo alla tensione di alimentazione; in questo caso, il valore della tensione-zener deve essere superiore al valore massimo della tensione di alimentazione stabilizzata ma nello stesso tempo non deve essere superiore alla massima tensione di alimentazione specificata per il dispositivo sensibile alle scariche elettrostatiche;

— porre sulla piastra e sul dispositivo il simbolo caratteristico dei dispositivi sensibili alle scariche elettrostatiche.

attornia i circuiti CMOS dato che gli impulsi di corrente suddetti possono provenire da alimentatori (sia normali che switching), da raddrizzatori, da limitatori di tensione come pure da un "cablaggio" incorretto dei circuiti stampati. Questi impulsi possono provenire anche da circuiti non direttamente collegati ai CMOS, come relè esterni, saldatori ecc.

Tabella 3 - Valori dei componenti del circuito di figura 2 usato per controllare la sensibilità dei dispositivi semiconduttori alle scariche statiche			
	sistema di misura		
Componente	*IEC*	*JEDEC*	*Unità di misura*
C	220	100	pF
R	5000	1500	Ω
V	2000	400	V

Test di sensibilità dei dispositivi sensibili alle scariche elettrostatiche

La maggiore o minore sensibilità di un dispositivo nei confronti delle scariche elettrostatiche si effettua facendo scaricare un condensatore *dentro* il dispositivo; questa scarica deve avvenire attraverso un resistore (*figura 2*). La *tabella 3* indica i valori dei componenti del circuito di prova riportato in *figura 2*. I valori si riferiscono sia al vecchio test JEDEC sia a quello nuovo proposto da IEC. Quest'ultimo, come si vede, è molto più severo del test JEDEC.

Precauzioni da prendere in sede di progetto dei circuiti

Quando si progetta una piastra di circuito stampato nella quale devono essere montati dispositivi sensibili alle scariche elettrostatiche si tenga presente che essa potrebbe in seguito essere maneggiata da persone che non sono al corrente dei danni prodotti dalle scariche elettrostatiche. Per evitare ciò, si osservino queste precauzioni:

— si faccia in maniera che le piste che vanno e che vengono dal dispositivo sensibile alle scariche elettrostatiche non si trovino lungo i bordi della piastra, in modo da rendere minimo il rischio che esse possano essere toccate accidentalmente durante la manipolazione;

— quando è possibile, si cerchi di inserie in serie tra i collegamenti (piste) provenienti dal dispositivo sensibile alle scariche elettrostatiche e gli ingressi e le uscite della piastra, un resistore da 4,7 kΩ;

— non si facciano piste troppo lunghe; ciò per evitare che queste possano essere sede di tensioni indotte di valore elevato;

Precauzioni da prendere in sede di immagazzinaggio e di controllo

Il comitato IEC ha proposto che sui dispositivi sensibili alle scariche elettrostatiche figuri il simbolo riportato

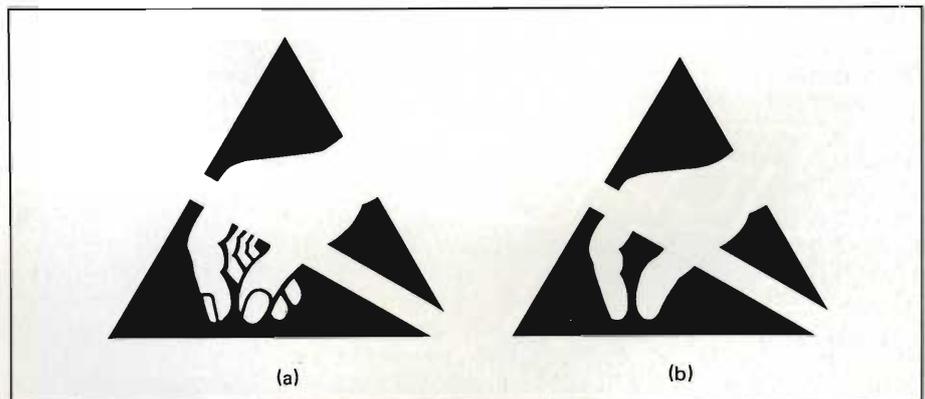



Fig. 3 - (a) Simbolo usato per indicare che un dispositivo a semiconduttore è sensibile alle scariche elettrostatiche (capitolato IEC 147). (b) Versione semplificata del simbolo da usare nel caso in cui non ci sia spazio sufficiente per ospitare il simbolo completo.

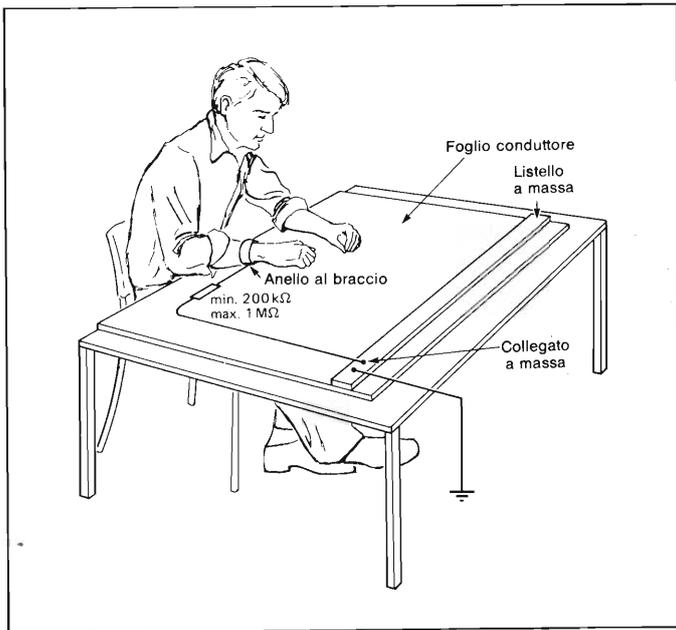



Fig. 4 - Disposizione di massima del tavolo e dell'operatore nel caso in cui si debbano maneggiare e confezionare dispositivi sensibili alle scariche elettrostatiche.

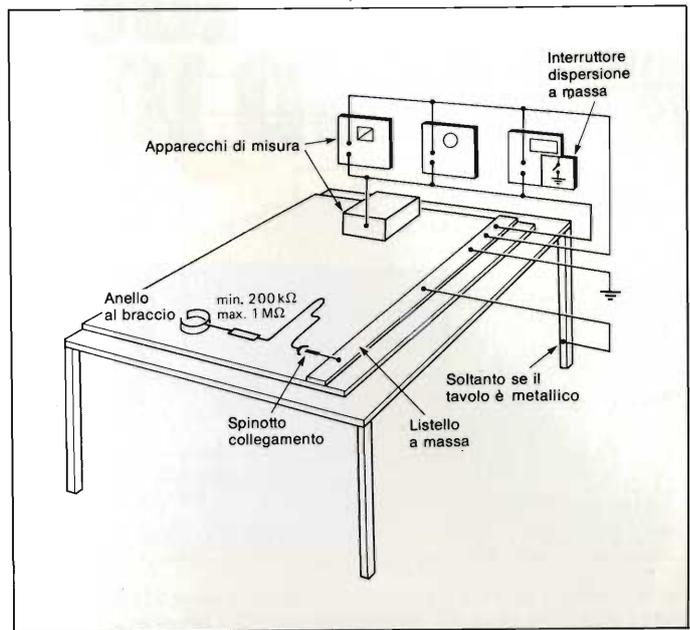



Fig. 5 - Accorgimenti di cui deve essere munito il tavolo sul quale vengono controllati i dispositivi sensibili alle scariche elettrostatiche.

in *figura 3*. Se non c'è molto spazio disponibile, si potrà usare il simbolo semplificato riportato in *figura 3 (b)*. Simbolo e scritte dovrebbero essere stampati in nero su campo giallo.

I dispositivi sensibili alle scariche elettrostatiche sono confezionati dentro scatole e binari (rail) conduttori di elettricità (contenitori antistatici). Sia la scatola che il binario dovrebbero essere marcati con i simboli riportati in *figura 3*. I dispositivi sensibili alle scariche elettrostatiche non presentati in contenitori antistatici debbono essere ritornati al fornitore.

Tenere i dispositivi sensibili alle scariche elettrostatiche nelle loro confezioni originali; non toglierli da queste se non al momento del controllo all'ingresso (incoming inspection) oppure quando entrano in produzione.

Non porre i dispositivi sensibili alle scariche elettrostatiche dove si pensa che quest'ultime possano prodursi. Ciò vale anche nel caso in cui essi si trovino nelle loro confezioni protettive di origine. Fare in modo che nelle vicinanze di questi dispositivi non siano presenti:

— materiali che possono caricarsi elettrostaticamente (vedi *tabella 1*);
— apparecchiature elettriche o utensili basati su commutazione di tensioni.

Queste precauzioni ovviamente debbono essere osservate anche per le piastre che contengono dispositivi sensibili alle scariche statiche.

Spacchettare e maneggiare i dispositivi sensibili alle scariche elettrostatiche su un tavolo di lavoro ricoperto da un foglio conduttore o antistatico (*figura 4* e *5*); conducibilità del foglio = 1 kΩ ÷ 0,5 MΩ per cm^2. Collegare a massa il personale che maneggia questi dispositivi mediante un braccialetto conduttore e un resistore; il valore del resistore deve essee circa 470 kΩ (corrente massima = 2 mA), a seconda del valore della tensione di rete. Le apparecchiature di controllo vanno collegate direttamente a massa. Non esporre i dispositivi agli impulsi di tensione che possono sorgere all'atto della chiusura (on/off) della tensione di alimentazione. Prima di applicare i segnali di controllo, aumentare la tensione di alimentazione delle relative apparecchiature lentamente fino al valore stabilito; ciò per evitare l'instaurarsi di un "effetto latching" che potrebbe verificarsi nel caso in cui il segnale dovesse essere superiore alla tensione di alimentazione. In fase di controllo, e specialmente quando si passa da un tipo di controllo ad un altro, ci si assicuri che le tensioni di controllo abbiano il valore richiesto. Quando è possibile, si colleghino a massa tutti gli ingressi non utilizzati.

Non tenere collegato un segnale all'ingresso del dispositivo dopo che è stata tolta la tensione di alimentazione. Eventualmente si inserisca tra sorgente del segnale e il terminale d'ingresso del dispositivo uno stadio separatore (buffer) in maniera che esso blocchi il segnale tutte le volte che viene tolta la tensione di alimentazione.

Effettuato il controllo, si rimettano i dispositivi nelle loro confezioni di origine; questo rimpacchettamento deve essere effettuato su un tavolo di lavoro conduttore (o antistatico).

Precauzioni in sede di assemblaggio e di misura

I dispositivi sensibili alle scariche elettrostatiche devono essere montati per ultimi sulla piastra.

Inserzione manuale. Usare un tavolo di lavoro la cui superficie sia munita di una piastra conduttrice o antistatica disposta come riportato in *figura 6*. La persona o le persone che devono inserire questi componenti sulla piastra del circuito stampato dovranno essere collegate a massa tramite il braccialetto di cui abbiamo parlato in precedenza. Queste persone non devono indossare abiti fatti con fibre sintetiche.

Inserzione automatica. Le macchine e gli attrezzi che effettuano l'inserimento dei componenti devono essere messi a massa.

Impiegare attrezzi fatti con materiale conduttore o antistatico.

Per togliere dalle loro confezioni antistatiche i dispositivi sensibili alle scariche elettrostatiche, usare pinzette collegate a massa. Non togliere dalla confezione un numero di componenti superiore a quello richiesto. Applicare ai dispositivi sensibili alle scariche elettrostatiche, le clips di cortocircuito prima di procedere alla saldatura dei medesimi sul circuito stampato. Assicurarsi che queste clips mettano in cor-

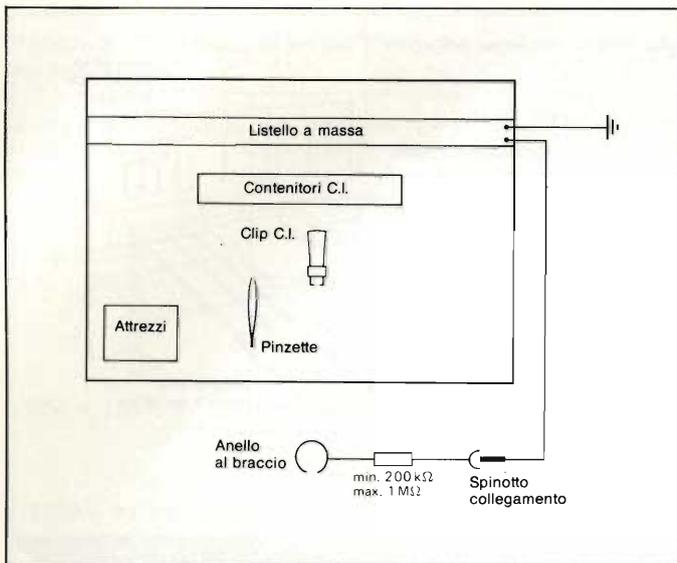



Fig. 6 - Attrezzi richiesti in un tavolo sul quale avviene il montaggio su piastre di circuito stampato dei dispositivi sensibili alle scariche elettrostatiche.

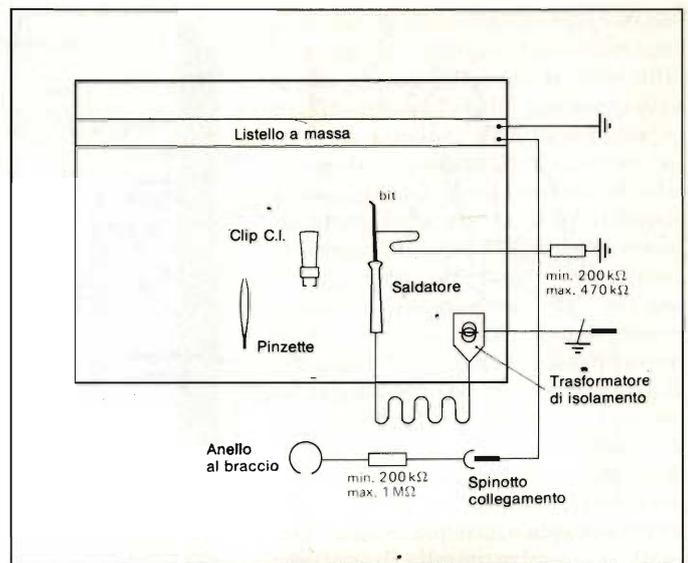



Fig. 7 - Attrezzi richiesti in un tavolo sul quale debbono essere effettuate ricerche di guasti e riparazioni di apparecchiature contenenti dispositivi sensibili alle scariche elettrostatiche.

to circuito tutti i terminali del dispositivo. Togliere le clips di cortocircuito soltanto dopo la saldatura e la pulitura della piastra. Collegare a massa il saldatore o il bagno di saldatura. Non procedere alla saldatura dei componenti collegati alla tensione di alimentazione.

Ci si assicuri che qualsiasi tavolo sul quale dovrà essere posta la piastra sia munito di una piastra di materiale conduttivo o antistatico, larga almeno quanto la piastra del circuito stampato. Maneggiare le piastre contenenti i dispositivi sensibili alle scariche elettrostatiche come se si trattasse di un componente singolo. Si confezionino queste piastre in contenitori conduttori o antistatici. Si applichino a queste confezioni le etichette di cui più sopra abbiamo parlato. Tutto il personale che tratta queste piastre dovrà essere collegato a massa.

In sede di misura, appoggiare la piastra dalla parte delle saldature su uno spessore di espanso conduttore o antistatico capace di scaricare qualsiasi forma di elettricità statica.

Togliere le clips di cortocircuito.

Prendere e maneggiare la piastra tenendola per i bordi. Durante la misura non tenere la piastra sull'espanso antistatico.

Effettuata la misura, si rimetta la piastra sull'espanso antistatico, e tenerla qui fino al momento del suo impacchettamento.

Riparazione e assistenza

Prima di rimuovere una piastra contenente dispositivi sensibili alle scariche elettrostatiche si tolga corrente alla apparecchiatura sulla quale la piastra è montata. Per un'eventuale riparazione della piastra si impieghi un banco di lavoro come quello illustrato in *figura 7*. Si appoggi la piastra su un pezzo di espanso antistatico. Si tolga e si sostituisca il dispositivo difettoso attendendosi alle precauzioni illustrate in precedenza. Effettuato il controllo della piastra si risistemi la medesima nell'apparecchiatura.

Osservazioni sull'elettricità statica

Un operatore collegato a massa non può trasportare su di sè la carica presente in un materiale non conduttore. Ne consegue che l'abito di un operatore potrà rimanere caricato anche nel caso in cui il corpo dell'operatore venisse messo a massa attraverso il braccialetto di massa. Allo stesso modo, scatole o binari di plastica caricati non potranno essere scaricati per mezzo di un operatore o della superficie di un banco di lavoro, entrambi messi a massa.

Induzione

Le cariche statiche possono essere trasferite per induzione; vale a dire, senza che avvenga un contatto diretto. Oggetti che possono trasferire cariche per induzione sono, per esempio, le scatole, i binari e i coperchi di plastica impiegati in grandi quantità, nelle linee di produzione. Se un dispositivo sensibile alle scariche elettrostatiche, viene caricato per induzione, potrà subire danni, qualora venga toccato da un operatore messo a massa.

■

Le fibre ottiche nei prodotti video

Quello video sarà uno dei settori più interessati all'applicazione delle fibre ottiche il cui consumo mondiale, nel periodo 1983-1989, aumenterà da 550 a oltre 3000 milioni di dollari secondo una recente indagine della Kessler Marketing Intelligence, un'organizzazione di Newport specializzata in ricerche e valutazioni di mercato. Nel rapporto della Kessler viene riservato un apposito capitolo all'esame delle prospettive tecniche e commerciali delle fibre ottiche, il cui sviluppo nei prossimi sette anni troverà importanti punti di appoggio nei seguenti progressi tecnologici: circuiti ottici integrati; componenti e fibre all'infrarosso; accoppiatori passivi per sensori, CATV e reti locali; commutatori a banda larga più economici per sistemi video e di immagine, nuovi processi per la produzione. La quota di mercato relativa al segmento delle comunicazioni si svilupperà più rapidamente (da 21 a 210 milioni di dollari nei sette anni coperti dall'indagine) del consumo medio annuo complessivo (+33%).

COMPONENTI A CHIP

Come sostituire quelli difettosi

di Wolf P. Tangermann

Gli indiscussi vantaggi offerti dai componenti in versione chip nudo sono all'origine del loro massiccio impiego in molte apparecchiature consumer e professionali. L'articolo più che soffermarsi ad elencarli, dà alcuni consigli pratici per la corretta sostituzione di quelli eventualmente difettosi.

Basta dare un'occhiata ai circuiti stampati di un'apparecchiatura professionale, oppure a quelli di un moderno televisore o di un radioricevitore per rendersi conto come l'aspetto esterno di componenti discreti tradizionali come condensatori, transistori, triac, diac ecc. stia completamente cambiando, e pertanto quanto sia diversa attualmente la tecnologia di assemblaggio di questi componenti rispetto a quella di qualche anno fà. La miniaturizzazione delle apparecchiature viene portata avanti non solo grazie all'impiego di circuiti integrati ad alta integrazione, ma anche e sempre più maggiormente mediante la cosidetta *tecnologia dei chip*. L'idea che sta alla base di questa tecnologia è che alcuni componenti possono fare a meno, in linea di principio, dei terminali di collegamento e del rivestimento esterno senza con ciò pregiudicare le loro funzioni caratteristiche.

Oltre alla riduzione dell'ingombro, l'assenza totale dei terminali permette di eliminare quasi del tutto l'induttanza, la resistenza e in alcuni casi, la capacità parassita introdotta dai terminali. Il progettista sa quanta influenza può avere, per esempio, nei circuiti d'ingresso e d'uscita di un amplificatore r.f., l'induttanza e la resistenza dispersa dei terminali di un condensatore convenzionale. Nelle formule per il dimensionamento dei circuiti accordati occorre infatti sempre tener conto dell'induttanza, della capacità e della resistenza introdotta dai terminali, per esempio, dei condensatori di accoppiamento o di accordo.

Fig. 1 - Condensatori-chip ceramici multistrato. Vengono impiegati per funzioni di accoppiamento e disaccoppiamento. La struttura multistrato permette di avere un buon rapporto capacità/volume.

La tecnologia dei chip, largamente impiegata nei circuiti a film spesso e a film sottile, viene ora introdotta anche nei circuiti stampati normali. Tra l'altro, essa permette di poter saldare questi componenti direttamente sul lato rame del circuito stampato.

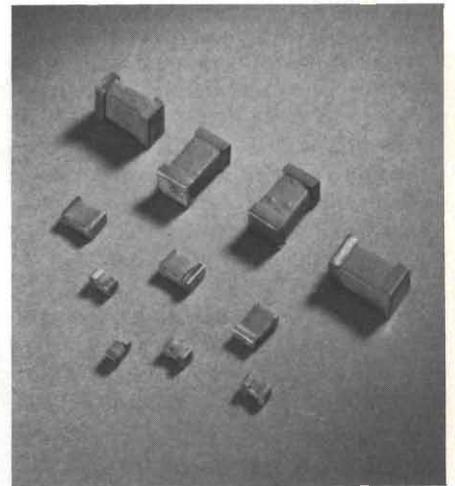
In *figura 1* si possono vedere alcuni condensatori chip ceramici, realizzati in tecnologia multistrato allo scopo di realizzare un rapporto capacità/volume elevato.

In *figura 2*, partendo da sinistra, con la sigla RC01 è indicato un resistore-chip, (l'elemento resistivo è stato depositato su substrato di ceramica), con la sigla KEFQ85, un condensatore chip con contatti laterali in palladio/argento, ed infine con la sigla 49 BC, ancora un condensatore-chip al tantalio.

In *figura 3* sono riportate le dimensioni tipiche di condensatori chip e la struttura di un condensatore chip-ceramico multistrato.

Saldatura al circuito mediante contatti laterali al posto di fili terminali

Sono i due rivestimenti laterali in metallo che consentono di poter saldare direttamente il chip sul rame del circuito stampato (*figura 2* e *3*). In un sistema di assemblaggio automatico, il

Fig. 2 - Oltre ai condensatori, vengono presentati in esecuzione chip, resistori, ponti ecc. I valori dei resistori chip possono andare da 1Ω a 10 MΩ con una tolleranza ±10% e ±5%. Le dimensioni sono 3,2 mm x 1,55 mm x 0,6 mm. I valori dei condensatori in esecuzione chip possono andare da 10 pF a 0,68 μF, (tolleranze+80/—20%, ±20%, ±10%, tensione di lavoro 50 V); per i tipi KEFQ 85, i valori di capacità possono andare da 0,1 a 100 μF, (tolleranza ±20%, tensione di lavoro 4 ... 50 V). Tutti questi chip sono prodotti dalla Valvo, la consociata tedesca della Philips.

Condensatori chip al tantalio. Il prodotto capacità x tensione x volume occupato è 0,6 μF/V/mm².
I valori di capacità vanno da 0,1 μF a 300 μF.

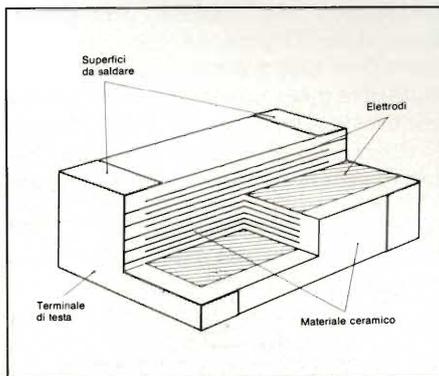



Fig. 3 - Struttura interna di un condensatore-chip multistrato.

chip viene prima incollato al suo posto sul circuito stampato, e successivamente saldato alle piste del circuito stampato mediante i contatti metallici laterali; solitamente ciò si attua mediante un bagno di stagno fuso.

L'elevata temperatura alla quale viene sottoposto il chip nel bagno di saldatura non nuoce al chip; esso infatti rappresenta per il chip un semplice "bagno caldo ai piedi", per il semplice fatto che nel corso del suo processo di fabbricazione, il chip aveva già sopportato e tollerato temperature di sinterizzazione che superavano i 1000 °C.

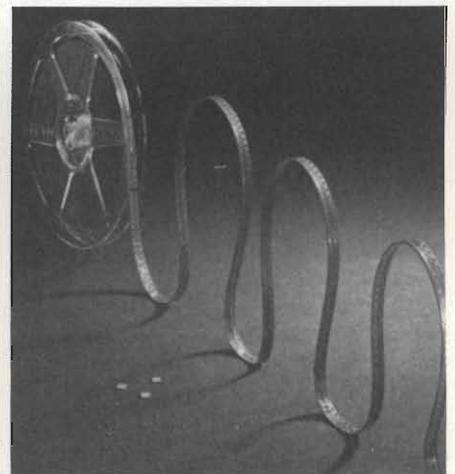



Fig. 5 - Normalmente i componenti in versione chip vengono forniti all'industria nastrati. Fino a che non vengono utilizzati è opportuno tenerli nella loro confezione di origine. Queste confezioni sono utilizzate dall'industria e vengono montate nelle macchine che provvedono sia al corretto posizionamento del componente sullo stampato sia al successivo inserimento nei fori.

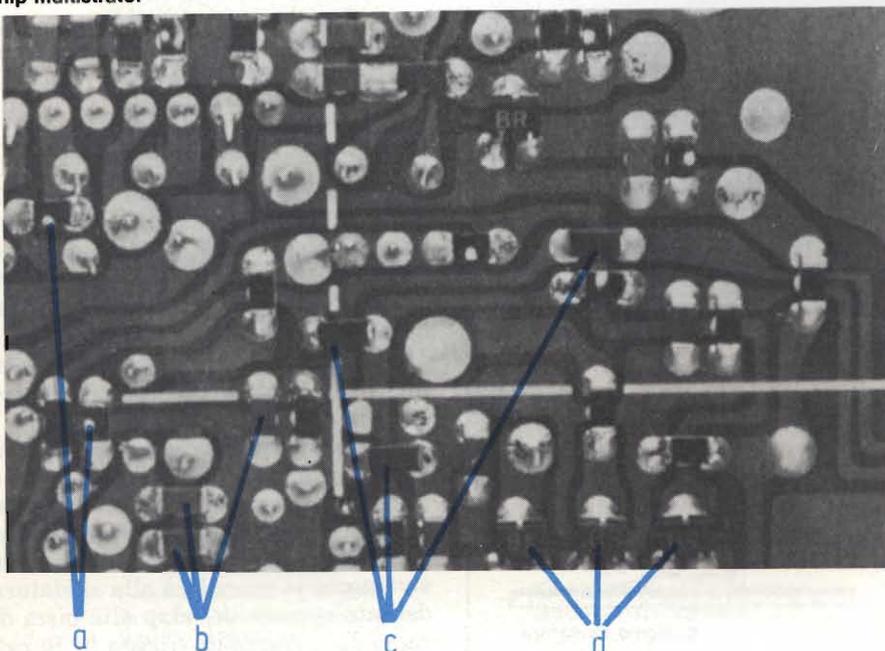



Fig. 4 - I chip (condensatori, transistori, diodi) possono essere montati e saldati anche dalla parte del rame del circuito stampato. a = resistore, b = condensatore multistrato, c = ponticello, d = transistore.

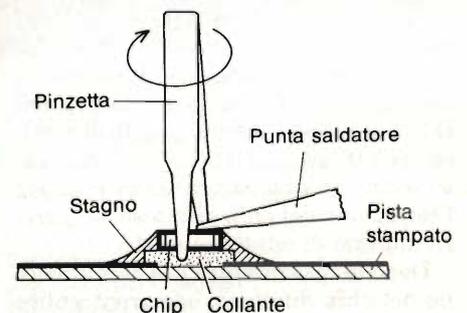



Fig. 6 - Per eliminare i residui di stagno prodotti dall'operazione di dissaldatura si raccomanda di adoperare una efficiente pompetta aspirante. Nell'asportare il chip difettoso si faccia attenzione a non rovinare o staccare le piste di rame del circuito stampato sulle quali era montato il chip difettoso.

La *figura 4* riporta una piastra di circuito stampato sulla quale sono stati montati alcuni componenti-chip. Le zone più chiare che si notano su alcuni di questi chip sono le "impronte" lasciate dal raggio laser utilizzato in fase di taratura del valore esatto di capacità (o di resistenza) di questi componenti.

Cosa bisogna fare quando un chip risulta difettoso?

In mancanza di un chip equivalente, questo problema potrebbe essere risolto in maniera molto semplice mettendo al posto del chip un componente normale a terminali. Questa "brutale" sostituzione non può però essere applicata nel caso di stadi amplificatori a frequenze elevate: qui infatti, per l'accordo del circuito, si è tenuto conto che il chip non introduce induttanze e resistenze disperse (sono quelle dei normali terminali), e di conseguenza la sua sostituzione con un condensatore a terminali produrrà sicuramente la dissintonia di tutto il circuito.

In questi casi quindi occorre sostituire il chip difettoso con un altro chip buono.

La dissaldatura del chip difettoso non presenta problemi dato che il calore si diffonde velocemente su tutto il corpo del componente difettoso. Occorre soltanto stare molto attenti a non danneggiare le piste del circuito stampato al momento dell'asportazione del chip dato che le piste, come i chip, risultano incollate sulla piastra isolante dello stampato. Servirsi di pinzette. La *figura 6* indica come questa operazione può essere effettuata nella maniera più razionale.

Non riutilizzare chip dissaldati

Un chip dissaldato non deve essere più riutilizzato neppure se a occhio nudo non sembra aver subito alcun danno. Sicuramente infatti, sotto l'azione della temperatura e delle sollecitazioni meccaniche lo strato metallizzato ai lati sarà andato perduto o quantomeno danneggiato. Anche la saldatura del chip nuovo deve essere oggetto di particolare attenzione. Anche in questo caso, come quando si era proceduto per l'estrazione del chip difettoso, occorrerà munirsi di adatte pinzette.

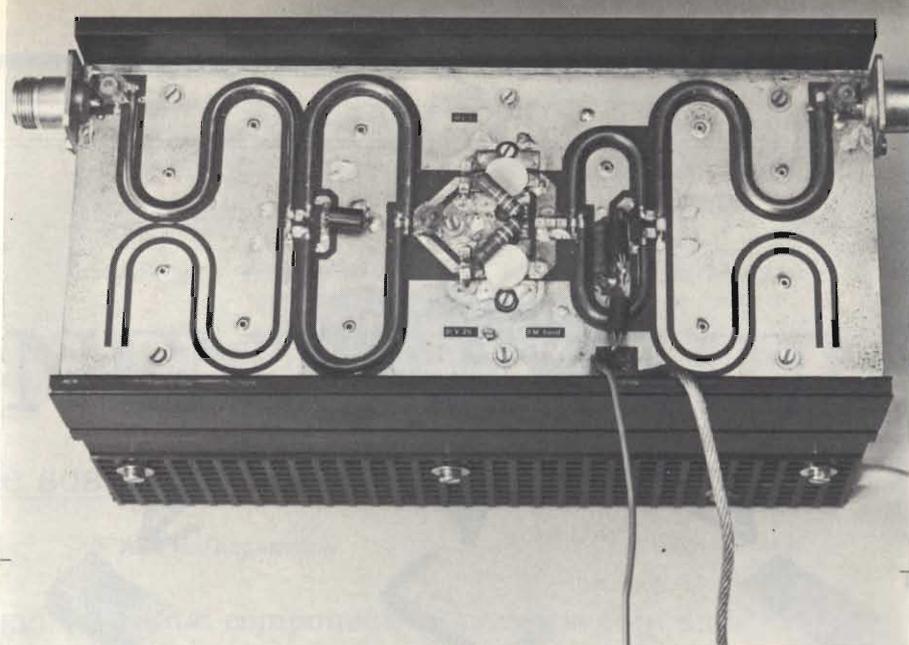
Dopo la dissaldatura e la eliminazione del chip difettoso, occorrerà pulire accuratamente la zona dove il chip era stato saldato, ed eliminare da essa tutti i residui di stagno in maniera che il nuovo chip possa aderire agevolmente sul rame o sulla piastra isolante dello stampato. Successivamente, si depositerà sul rame dello stampato una goccia di stagno che impedirà al chip di spostarsi dalla posizione in cui esso dovrà essere saldato (*figura 7*).

Esempio d'impiego di condensatori ceramici chip in un amplificatore FM con potenza d'uscita di 300 W. Questo amplificatore è stato descritto nel n. 11/1982 di Selezione a pag. 30.

Fig. 7 - Una goccia di stagno depositata nel punto giusto aiuta a posizionare correttamente il chip. Prima però occorre ripulire la zona del rame di tutti i residui della precedente dissaldatura.

La saldatura deve essere più veloce possibile

Con una pinzetta si sistema il chip nella posizione richiesta.

Inutile dire che il chip dovrà essere saldato sul rame dello stampato esclusivamente a mezzo dei suoi punti laterali di saldatura. Soltanto così si eviterà di danneggiare il corpo ceramico del chip. Allo scopo occorrerà impiegare un saldatore a temperatura regolata (vedi "Stazione elettronica di saldatura a temperatura costante" Selezione n. 5/1983 - pag. 68). Il valore ottimo di quest'ultima per questo tipo di saldature si aggira su 240 °C. Il tempo di saldatura dovrà essere più breve possibile.

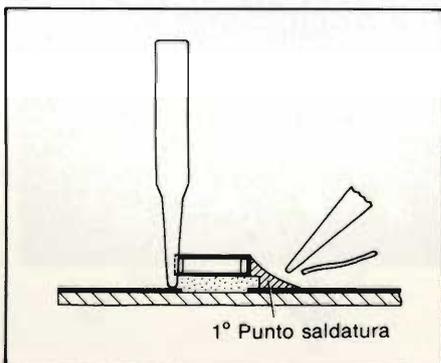



Fig. 8 - Con una pinzetta ci si aiuta a mettere e a tenere il chip nella posizione corretta.

Quest'ultima esigenza sembrerebbe contrastare con quanto precedentemente detto. Occorre però fare presente che esiste una grande differenza tra saldatura mediante saldatore a mano e saldatura effettuata mediante bagno di stagno: la saldatura mediante bagno di stagno è una saldatura che avviene in modo continuativo e uniforme in un tempo breve e sempre di uguale durata; nella saldatura mediante saldatore a mano si ha una concentrazione *puntiforme* di calore e di durata non controllabile, certamente maggiore di quella del bagno. La saldatura dei lati del chip mediante saldatore a mano può pertanto produrre tensioni meccaniche nel componente che potrebbero danneggiarlo.

Fig. 9 - Saldatura dell'altro lato del chip. Anche in questo caso, il tempo di saldatura deve essere più breve possibile.

Il chip, quindi dopo essere stato posizionato correttamente verrà saldato prima da un lato, con una breve saldatura sulla perlina di stagno precedentemente depositata (*figura 7/8*). Successivamente si procederà alla saldatura del lato opposto del chip alla pista di rame dello stampato (*figura 9*). Si raffredda questo punto di saldatura, e poi si ritornerà dall'altro lato della saldatura completandola. ■

MULTIMETRI TASCABILI CON SCALA ANALOGICA E DIGITALE

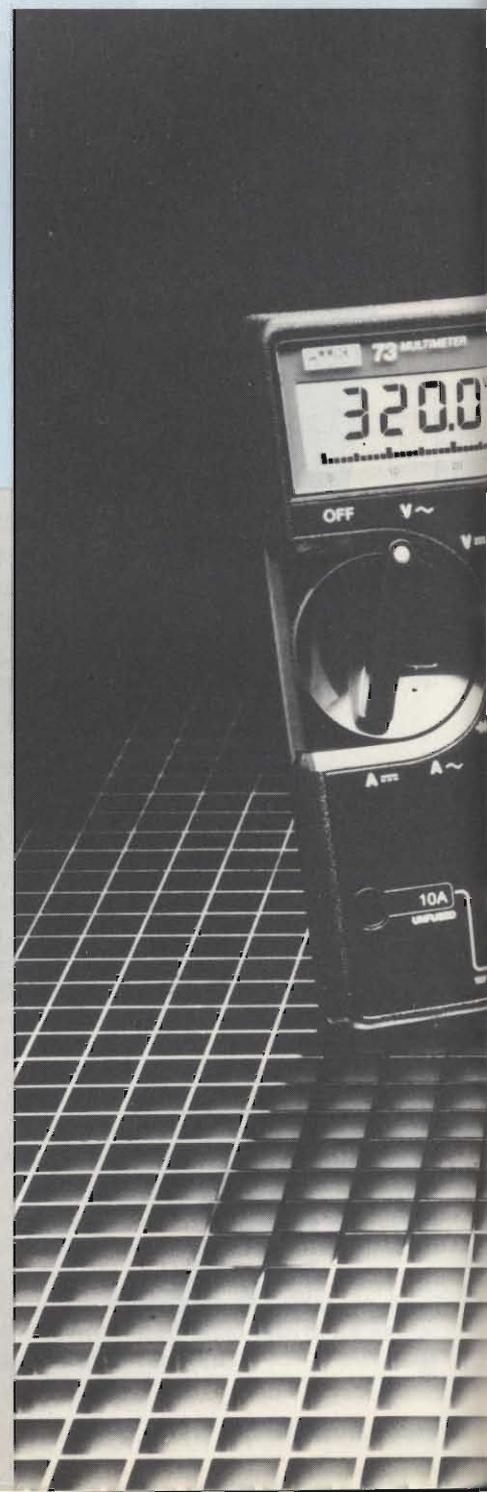
a cura della Redazione

Il mercato dei multimetri è stato fino ad oggi appannaggio delle industrie giapponesi e coreane. La Fluke, forte dell'esperienza nel settore dei multimetri professionali, ha deciso di entrare in questo mercato di elettricisti, hobbisti, riparatori TV, addetti alla manutenzione degli impianti industriali ecc., e offrire una famiglia di strumenti capace di venire incontro alle esigenze degli operatori di questi settori. Sono così nati i Fluke 73, 75 e 77, i multimetri che unici sono in grado di dare simultaneamente un'indicazione sia digitale che analogica del parametro misurato.

I nuovi multimetri Fluke, serie 70, sono strumenti che possono essere usati tenendoli nel palmo della mano e sono stati progettati per venire incontro alle esigenze di un gran numero di utilizzatori. Questi apparecchi, compatti, robusti, a tre cifre e mezzo, oltre a possedere quelle caratteristiche che ne semplificano l'utilizzo come per esempio, un unico commutatore rotativo a 8 posizioni per la scelta delle funzioni, ne posseggono altre veramente nuove per questi tipi di strumenti. Così, per venire incontro a quegli utilizzatori abituati alla lettura analogica di una data misura (alla lettura cioè, data da uno strumento a scala e indice), questi nuovi multimetri sono in grado di presentare simultaneamente la lettura sia analogica chè digitale della misura effettuata. E questa è una vera novità in questa classe di strumenti. In particolare, la lettura analogica del parametro da misurare è fornita da una barra luminosa articolata in una scala a 32 segmenti mentre la lettura digitale è data da 3 cifre e 1/2 a cristalli liquidi. La lettura analogica viene aggiornata 25 volte al secondo, dieci volte quindi più velocemente della lettura digitale. Queste due scale sono pertanto complementari nel senso che una dà un completamento della misura che l'altra scala non può dare. Per esempio, osservando la barra luminosa analogica l'utilizzatore sarà in grado di vedere immediatamente il risultato di un controllo di continuità, di quantificare un valore di picco o di valutare in modo preciso un azzeramento; particolari questi che un multimetro con sole cifre digitali non è in grado di dare. Inoltre, quando si vogliono effettuare misure di uscita audio, la maggiore o minore lunghezza della barra luminosa potrà sostituire egregiamente un convenzionale misuratore di livello.

All'elettricista che desidera effettuare un veloce controllo di continuità in un impianto elettrico di una casa, i multimetri Fluke 75 e 77 offrono due possibilità: controllo della continuità mediante barra luminosa e mediante cicalino. Quest'ultimo potrà addirittura evidenziare differenze nelle caratteristiche dell'impianto elettrico.

Così per esempio, la maggiore o minore durata del suono del cicalino potrà immediatamente segnalare all'elettricista se si tratta di una interruzione o di una continuità oppure se nel circuito è presente un diodo. E' possibile misurare addirittura la caduta di tensione in senso diretto ai capi di un diodo, per cui l'utilizzatore potrà servirsi di questo strumento per selezionare tutti i diodi aventi valori di corrente compresi entro 1 mA.

E' bene far presente in proposito che Fluke già da tempo aveva munito i suoi multimetri digitali portatili di un cicalino

capace di facilitare il controllo della continuità dei circuiti elettrici. Subito dopo però altri costruttori di multimetri analogici munirono i loro strumenti di questo tipo di cicalino, e ciò allo scopo di poter competere con i multimetri Fluke. Con l'introduzione dei multimetri serie 70, gli utilizzatori non avranno più l'imbarazzo della scelta perchè avranno riuniti in un unico strumento i due sistemi di controllo della continuità, e cioè, quello visibile e quello udibile.

Questi strumenti impiegano una batteria alcalina a 9 V. Sono stati progettati in maniera che la batteria abbia un assorbimento minimo e possa avere pertanto una durata di vita superiore a 2.000 ore. Una così lunga durata è resa possibile grazie ad un sistema di protezione originale (sleep mode) il quale, trascorsa un'ora dalla messa in funzione dello strumento, e non essendo questo nel frattempo utilizzato, provvede automaticamente a sottoalimentarlo, e di conseguenza, "salva" in questo modo la batteria.

Tecnologia avanzata

Per poter dotare questi multimetri delle funzioni descritte e nello stesso tempo mantenere il loro prezzo accessibile alla numerosa schiera dei tecnici per i quali questi strumenti sono stati sviluppati e realizzati, Fluke ha fatto tesoro della sua grande esperienza acquisita nella realizzazione dei suoi rinomati multimetri professionali come l'8020A e l'8060A, profondendo nei multimetri serie 70, il meglio delle sue potenzialità sia dal punto di vista del progetto che della loro costruzione in serie.

I nuovi multimetri utilizzano due potenti chip MOS. Il chip convertitore analogico-/digitale è stato progettato e prodotto dagli stessi laboratori della Fluke.

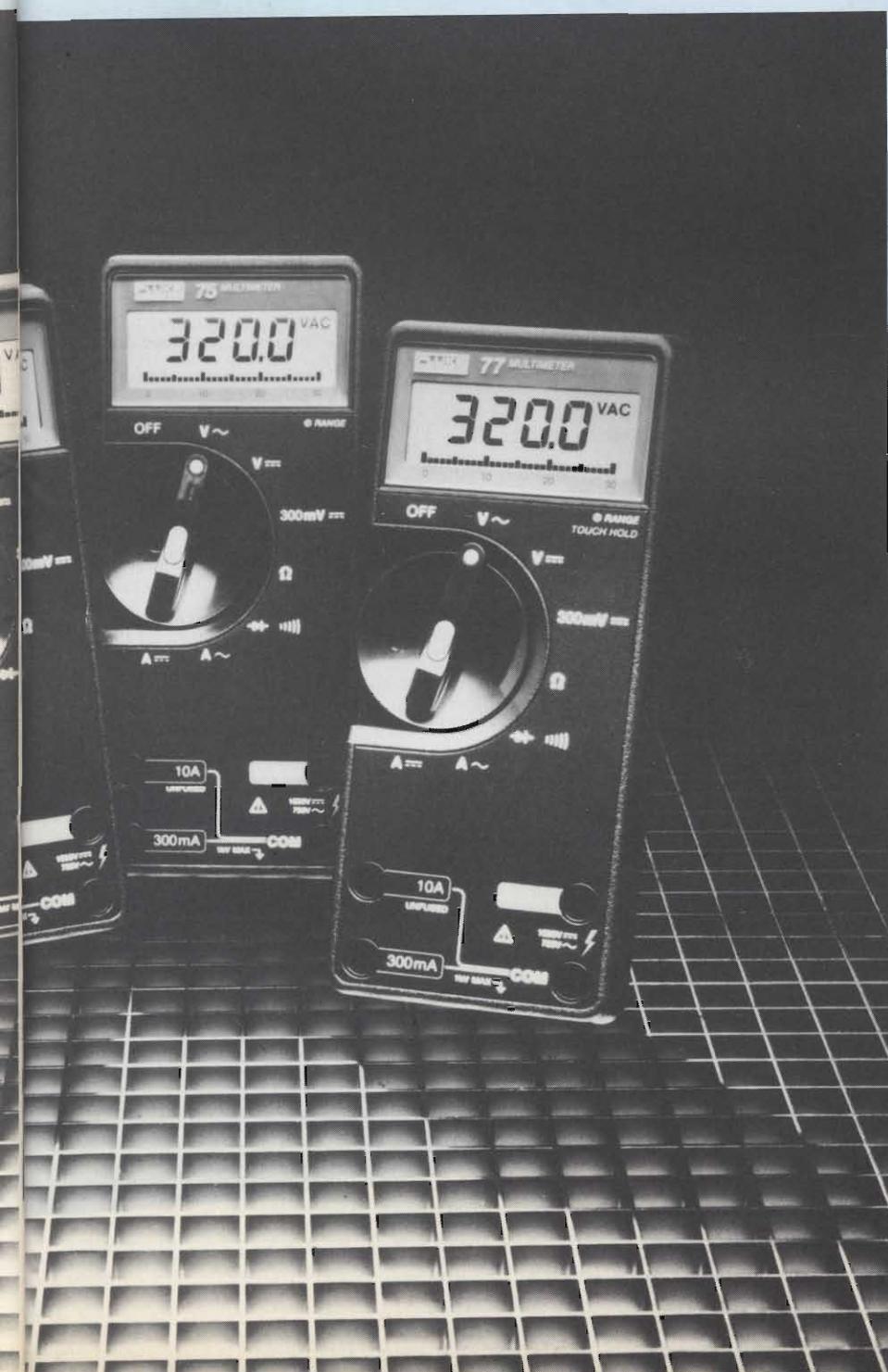
Prestazioni

I multimetri Fluke vengono presentati in tre modelli: il tipo 73, il 75 e il 77. Tutti e tre sono in grado di espletare le funzioni fondamentali quali la misura delle tensioni e delle correnti continue e alternate e dei valori di resistenza. In particolare, i multimetri della serie 70 sono in grado di misurare valori di corrente fino a 10 A, tensioni alternate fino a 750 V, tensioni continue fino a 1000 V, e valori di resistenza fino a 32MΩ.

Il tipo 73 è il più semplice, più elaborato è il tipo 77. Il Fluke 73 consente di fare misure in continua con una precisione dello 0,7%; è in grado di scegliere automaticamente la portata entro la quale si trova il valore da misurare; prevede di misurare correnti con intensità fino a 10 A, come già detto.

Il Fluke 75 ha una precisione migliore (0,5%) e in più possiede una portata di corrente di 10 A e 32/320 mA. E' munito di cicalino e ha la possibilità di scelta manuale o automatica delle portate.

Il Fluke 77 consente di eseguire misure con una precisione superiore ai precedenti; questa si aggira sullo 0,3%. Possiede tutte le caratteristiche del Fluke 75, ed in più ha una funzione ingegnosa "touch Hold". Questa funzione è di grande utilità in quanto consente all'utilizzatore di posizionare i puntali sui punti di misura senza però dover guardare nello stesso tempo lo strumento per leggere i risultati della misura. Il Fluke 77 infatti è in grado di rivelare da sè, se una lettura è stabile e, una volta accertata questa condizione, memorizzarla e segnalarla tramite cicalino all'utilizzatore il quale, a questo punto, potrà volgere lo sguardo verso lo strumento e leggere il valore misurato. Il valore misurato verrà inoltre mantenuto fino a quando l'utilizzatore sceglierà un nuovo punto di misura. Il Fluke 77 è munito di una fondina multifunzione nella quale può essere inserito strumento e puntali.

La serie 70 dei multimetri Fluke è munita delle misure di sicurezza previste dai capitolati U.L. e V.D.E.. Tutti i multimetri posseggono pertanto sistemi di protezione contro gli urti e i sovraccarichi di tensione e di resistenza, due fusibili, cordoni e puntali a norme di sicurezza. ■

La FLUKE è rappresentata in Italia dalla SISTREL S.p.A.

ECCO I VINCITORI.

Si è concluso il grande concorso "Abbonamenti JCE" riservato agli abbonati 1983. Dal sorteggio effettuato sono risultati vincitori i seguenti abbonati ai quali vanno le nostre congratulazioni.

1° PREMIO
TV Color 26"

Natalini Simone
Marina di Pisa (PI)

2° - 3° PREMIO
Ciclomotore 48 cc

Pozzi Mario
Dervio (CO)

Madalosso Giacomo
Padova

4° PREMIO
Oscilloscopio

Molteni Sergio
Asnago di Cantù (CO)

5° - 6° PREMIO
Personal Computer

Magliocco Geremia
Trasquera (NO)

Crogiani Alberto
Savio (RA)

DAL 7° ALL'11° PREMIO
Multimetro digitale

Caso Giovanni
Sesto S. Giovanni (MI)

Poldi Massimo
Bozzolo (MN)

Bellinati Lorenzo
S. Pietro in Casale (BO)

Traetta e Calabrese
Ginosa Marina (TA)

Bergamaschi Giorgio
Mulazzo (MS)

DAL 12° AL 16° PREMIO
Lettore di cassette stereo

Miconi Antonio
Roma

Trotta Vincenzo
Imbersago (CO)

Frondi Bruno
Piumazzo (MO)

Caviglia Giuseppe
Milano

Baioni Luciano
Cassano D'Adda (MI)

DAL 17° AL 20° PREMIO
Radiosveglia digitale

Riva Giuseppe Emilio
Medolago (BG)

Vitali Livio
S. Agostino (FE)

Nart Marcello
Sluderno (BZ)

Rocco Aniello
Salerno

DAL 21° AL 140° PREMIO
Abbonamento 1984 a una rivista JCE

Todaro Alfredo
Livorno

Cesa Enrico
Arborio (VC)

Gorgato Roberto
Pradipozzo (VE)

Legrenzi Gianluigi
Brescia

Rampi Carlo
Trino (VC)

Ficili Concetto Silvio
Scicli (RG)

Smaniotto Alessandro
Alessandria

Baglieri Carmelo
Verona

Wera Davoli
Reggio Emilia

Possidente Francesco
Potenza

Olivero Claudio
Villanovetta (CN)

Chimienti Costantino
Acquaviva delle Fonti (BA)

Dal Monte Gilberto
Marina di Carrara (MS)

Barilani Giorgio
Desenzano del Garda (BS)

I.T.I.S. "Guglielmo Marconi"
Messina

De Maria Michele
Savigliano (CN)

Invernizzi Marco
Garbagnate Milanese (MI)

Saracco Roberto
Asti

Salmoiraghi Renato
Ponte S. Pietro (BG)

Cazzola Gianni
Schio (VI)

Braghieri Piero
Milano

Sala Carlo
Milano

Andreiucci Pasquale
L'Aquila

Fiorenza Achille
Carnate (MI)

Sbrigoli Massimo
Roma

Zubani Albino
Ville Marmentino (BS)

Cassani Angelo
Milano

Iughetti Luciano
Genova

Caccia Giuseppe
Cerro Maggiore (MI)

Leo Alberto
Genova

Castro Roberto
Erba (CO)

Braglia Roberto
Milano

Portioli Marco
Milano

Pagliano Vittorio
Salerno

Balangero Franco
Barge (CN)

Zanda Giovanni
Perdasdefogu (NU)

D'Andrea Mario
Cortina D'Ampezzo (BL)

Boggero Giuliano
Vado Ligure (SV)

Piagentini Antonio
Castelnuovo Garfagnana (LU)

Piano Bruno
Sala Monferrato (AL)

Segatta Lino
Povo (TN)

Sambo Paolo
Mompiano (BS)

Ufficio Comunicazioni Sociali
Trento

Ambrosi Rinaldo
Cavaria con Premezzo (VA)

Mezzanotte Paolo
Fornovo S. Giovanni (BG)

Calabrò Riccardo
Palermo

Prosperini Ivano
Orvieto Scalo (TR)

Farina Giorgio
Sulmona (AQ)

Zanin Carlo
Breganze (VI)

Belotti Bruno
Gorlago (BG)

Montella Francesco
Cava Dei Tirreni (SA)

Siragusa Rocco
Polizzi Generosa (PA)

Buompane Giovanni
Acquaviva delle Fonti (BA)

Pettinaroli Angelo
Borgomanero (NO)

Falchi Marco
Assemini (CA)

Chiavieri Achille
Serravalle (FE)

Andreoni Mario
Sesto S. Giovanni (MI)

Mammei Aldo
Lama Mocogno (MO)

Telereg
Pentassuglia Francesco
Nichelino (TO)

Bazzani Franco
Modena

Gianfrancia Luigi
Marina di Massa (MS)

Furini Adriano
Malnate (VA)

Di Stefano Scipione
Nereto (TE)

Di Benedetto Domenico
Altamura (BA)

Polidoro Nando
Castelvecchio Subequo (AQ)

Grillini Roberto
Bologna

Corallì e Martoni
Santerno (RA)

Molteni Antonio
Marcheno (BS)

Del Duca Costanzo
Pescocostanzo (AQ)

Bertocchi Umberto
Carrara (MS)

Mora Antonio
GE-Rivarolo (GE)

Antonini Marino
Vogogna (NO)

Facca Fernando
Trivignano (VE)

Lovisetto Lauro
Dolo (VE)

Beani Andrea
Marina di Massa (MS)

Caminada A. E. F S.p.A.
Trezzano sul Nav. (MI)

Murgo Giovanni
Milano

Pagano Angelo
Roma

Oro Gaetano
Roma

Panta S.p.A.
Tradate (VA)

Ritrovato Andrea
S. Felice Segrate (MI)

Bertolotti Luigi
Tortona (AL)

Malinverni Attilio
Milano

Bagnato Costantino
Vibo Marina (CZ)

Vicenzi Cesare
Genova

Battilocchi Elio
Milano

Lamantia Angelo
Serradifalco (CL)

Argerio Alessandro
Casale Monferrato (AL)

Malfer Giancarlo
Dro (TN)

Miori Eligio
Bolzano

Macrì Walter
Messina

Mangiarotti Giuseppe
Ostiano (CR)

Cristetti Claudio
Milano

Scopelliti Carmelo
Pisticci Scalo (MT)

Spinillo Raffaele
Bellizzi (SA)

Cacciatore Pietro
Agrigento

Signorelli Francesco
Chiuduno (BG)

Boldrini Sauro
S. Romano (PI)

Baraldi Giorgio
Varazze (SV)

Meligeni Franco
Corigliano Calabro (CS)

Curti Romano e Barbara
Milano

Matta Alfredo
Roma

Francesconi Giuliano
Stiava (LU)

IPSIA
Attiv. Mar. - Lab. Radio TV "B"
Brindisi

Robbiati Siro
Cerro Al Lambro (MI)

Legnani Sandro
Rho (MI)

Giannattasio Raffaele
Bari

Tadei Fabio
Genova

Giannone Francesco
Roma

Ist. Tec. Ind.le A. Volta
Roma

Onorati Bruno
Roma

Ist. Prof. di Stato
Industria e Artigianato
Cariati (CS)

Vannino Piero
Cengio (SV)

Raponi Antonio
Subiaco (Roma)

Piscioneri Giuseppe
Omegna (NO)

Grilli Dr. Vincenzo
Acquaviva delle Fonti (BA)

Maggioni Roberto
Milano

Cattai Dino
Orsago (TV)

Vittor Lorenzo
Dervio (CO)

Maugeri Carmelo
Lercara Friddi (PA)

DAL 141° AL 240° PREMIO
Buono di L. 10.000
per l'acquisto di libri J.C.E.

Scrima Giuseppe
Milano

Lutman Severin
Gorizia

Colenghi G. Luigi
Montichiari (BS)

Cesari Antonio
S. Colombano al Lambro (MI)

Giordano Franco
Latiano (BR)

Spamgaro Angelo
Ampezzo (UD)

Cassin Carlo
Pordenone

Fiorentini Paolo
Roma

Gurschler Josef
Lana (BZ)

Mosca Luigi
Lioni (AV)

Sutto Luigi
Stezzano (BG)

C.E.G. di Gambini Silvano
Milano

Settembrini Vincenzo
Latiano (BR)

Maruffa Marco
Roma

S.A.T. Podetti Aldo
Garbagnate Milanese (MI)

Galassi Paolo
Cinigiano (GR)

Naldoni Mario
Ronta (FI)

Tedesco Giovanni
Spigno Saturnia (LT)

Centanin Renato
Malnate (VA)

Perricone Antonio
Casoria (NA)

Menghini Emilio
Genova

Giordano Giuseppe
Busca (CN)

Dal Chiavon Franco
Torino

Meucci Paolo
S. Giovanni Valdarno (AR)

Sassara Silvio
Marta (VT)

Scilipoti Dr. Giovanni
Messina

Sada Stefano
Milano

Ausili Duilio
Roma

Lattarini Mario
Cremona

Martino Carmine
Mormanno (CS)

Bonfissuto Angelo
Collegno (TO)

Velzi Franco
Milano

Della Mea G. Paolo
Chiusaforte (UD)

Venturini Ugo
Brescia

Casadei Dr. Gastone
Forlì

Espen Rizzardi Victor
Brescia

Manetto Alfio
Lentini (SR)

Pellizzaro Giampaolo
Monte di Malo (VI)

Marcato Martino
Latina

Matli Renato
Formazza (NO)

Bonizzato Giorgio
Verona

Brasi Luca
Clusone (BG)

Giorgetti Stefano
Milano

Prasely Daniele
S. Dorligo Della Valle (TS)

Salsi Giuseppe
Castelnovo Sotto (RE)

Grego Giosuè
Casatenovo (CO)

Ferrando Renato
Saluzzo (CN)

Tursi Dott. Luciano
Diamante (CS)

Olivero Stefano
Fossano (CN)

Gabrielli Giorgio
Pavia

Guarneri Diego
Brescia

Germani Enzo
Milano

Giacomel Stefano
Ponzano Veneto (TV)

Cabri Enrico
Tizzano (PR)

Speranzon Tiziano
Pederobba (TV)

Bassetto Davide
Padova

Cichero Domenico
Basaluzzo (AL)

Bortoloso Giuseppe
Schio (VI)

D'Andrea Franco
Chiavari (GE)

Venturini Paolo
Firenze

Pezzopane Franco
Artena (Roma)

Vedelago Fabrizio
Treviso

Radaelli Alfredo
Dissimo di Re (NO)

Micchiardi Ing. Giacomo
Torino

Nobile Angelo
La Spezia

Sepe Antonio
Cardito (NA)

Cipro Rolando
Calvi Risorta (CE)

Zardini Sante
S. Ambrogio D. Valp. (VR)

Pidò Sergio
Re (NO)

Desidera Bruno
Treviso

Zuliani Sergio
Peschiera (VR)

Fiori Guido
Genova

Pizzorno Giuseppe
Capriata D'Orba (AL)

Aliberti Claudio
GE-Cornigliano (GE)

Morittu Giovanni
Alghero (SS)

Pea Girolamo
Ghedi (BS)

Starnini Bruno
Canino (VT)

Paris Luigi
Credaro (BG)

Pulvino Giuseppe Piccolo
Messina

Sidoti Biagio
Militello Rosmarino (ME)

Prem Walter
Tione (TV)

Bretani Marino
Piadena (CR)

Labate Antonio
Reggio Calabria

Muraro Giordano
Verona

Pedroletti Pier Carlo
Padova

Boniciolli Aurelio
Torino

Pellizzari Carlo
Cimego (TN)

Mantovani Ettore
Pieve Emanuele (MI)

Cavallaro Vincenzo
Roma

Merolli Alberto
Montecompatri (Roma)

Pittone Bruno
Rosà (VI)

Calligaris Romolo
Udine

Algerga Vito
Bitonto (BA)

De Conto Emilio
Valdobbiadene (TV)

Popolo Antonio
Milano

Manfellotti Ermanno
Napoli

Bestetti Alberto
Brugherio (MI)

Favoni Walter
Basaldella (UD)

Galliano Carlo
Pinasca (TO)

Bodotti Franco
Momo (NO)

TEMPORIZZATORE PER CAMERA OSCURA

Harald Braubach, Manfred Klose, Winfried Knobloch

Fig. 2. Il gruppo dei programmatori digitali dovrà essere collegato al circuito stampato principale mediante una piattina multipolare.

Questo orologio digitale sincrono permette l'esatta esposizione della carta sensibile per gli ingrandimenti fotografici. Il conteggio del tempo può essere effettuato in scatti di uno o dieci secondi: i tempi massimi saranno rispettivamente di 15 minuti o di 2 ore e mezza. Il segnale di sincronismo per la misura del tempo viene ricavato dalla frequenza di rete.

Descrizione dello schema

La tensione di rete viene abbassata dal trasformatore di alimentazione e rettificata mediante un ponte a diodi. Una parte della tensione pulsante raddrizzata, che ha una frequenza di 100 Hz, viene fatta passare attraverso il resistore di limitazione da 12 kΩ ed applicata ai terminali di un diodo zener ZPD 8,2. Questo diodo zener limita l'ampiezza delle onde, trasformando la tensione pulsante in un'onda approssimativamente rettangolare, che pilota il transistore BC 237. Il segnale d'uscita di questo transistore, quasi perfettamente squadrato, fornisce il segnale di pilotaggio al circuito integrato divisore CD 4518: alle sue uscite saranno disponibili, a scelta, impulsi con frequenza di 1 oppure 0,1 Hz.

Nelle due posizioni del commutatore S2, saranno perciò disponibili una sequenza di un impulso al secondo oppure di un impulso ogni 10 secondi. Questi impulsi vengono inviati al contatore programmabile CD 4059 che continuerà a funzionare fintanto che il numero totale degli impulsi contati non coinciderà con il numero predisposto mediante i commutatori di codifica.

Collegamenti al commutatore BCD				
Valore	1	2	4	8
Unità	A	B	C	D
Decine	E	F	G	H
Centinaia	I	K	L	M

Per poter utilizzare praticamente questi intervalli, il temporizzatore per camera oscura potrà essere avviato in qualsiasi istante mediante il pulsante S3. In questo modo viene azzerato il flip flop FF1, che a sua volta fa partire il contatore programmato. Contemporaneamente viene però settato FF2, un secondo flip flop pilotato in parallelo al precedente: questo componente attiverà il relè di accensione dell'ingranditore, tramite il transistore BC337.

Non appena il divisore programmato rileverà che è trascorso il tempo pre-

Fig. 1. Schema completo del temporizzatore per camera oscura. In basso a sinistra è possibile osservare la tabella dei collegamenti al commutatore BCD di programmazione.

Fig. 3. Circuito stampato in scala 1:1

Fig. 4. Disposizione dei componenti sulla basetta di fig. 3

ELENCO DEI COMPONENTI

Resistori
1: 220 Ω
3: 10 kΩ
1: 12 kΩ
2: 15 kΩ
14: 100 kΩ

Condensatori
1: 4,7 nF
1: 68 nF
2: 100 nF
1: 22 μF
1: 1000 μF

Semiconduttori
1: CD 4013
1: CD 4518
1: CD 4059
1: 78 L 12
1: BC 237
1: BC 337
1: 1 N 4148
1: 1 N 4001
1: ZPD 8,2
1: Raddrizzatore B 80 C 800

disposto con i commutatori di programmazione, il piedino 23 passerà al livello logico "1". I due flip flop verranno resettati e di conseguenza verrà disattivato il relè Rel. Il circuito sarà così pronto per un nuovo ciclo.

Pilotaggio dei circuiti integrati

Il circuito integrato CD 4059 necessita di circa tre secondi per poter essere azzerato. Con la cadenza di un impulso al secondo sarà perciò necessario il circuito di ritardo formato dal resistore da 100 kΩ e dal condensatore da 22 μF. Poichè non è possibile sapere a priori lo stato che assumerà un flip flop quando verrà applicata l'alimentazione, FF1 ed FF2 saranno costretti ad assumere uno stato predeterminato, mediante un secondo circuito di ritardo (resistore da 10 kΩ e condensatore da 68 nF); in questo stato iniziale, il relè sarà diseccitato. Con S1, sarà possibile accendere l'ingranditore per un tempo illimitato, per esempio per mettere a fuoco il negativo.

L'alimentatore è del tipo tradizionale, e la tensione viene stabilizzata dal regolatore 78 L 12. Il diodo 1N4001 permette di separare la tensione di alimentazione da quella necessaria per il segnale di sincronismo.

E' necessario un ottimo isolamento di questo circuito durante il funzionamento in camera oscura, nonchè molta attenzione durante le riparazioni, la messa a punto ed il collaudo, perchè in alcuni punti è presente la tensione di rete.

Il montaggio potrà essere effettuato sul circuito stampato di *figura 4*, secondo la disposizione dei componenti illustrata in *figura 5*. Il tutto dovrà essere poi inserito in un astuccio di materiale plastico isolante.

CIRCUITO CHE COMPLETA I CARICA-BATTERIE

di Volker A. Fahrney

La maggior parte dei carica-batterie per auto disponibili in commercio sono di tipo molto semplice: essi non garantiscono la piena carica oppure caricano eccessivamente la batteria, con la conseguente formazione di bolle in corrispondenza degli elettrodi. L'utile circuito ausiliario descritto in questo articolo permette di eliminare questi inconvenienti.

Gli accumulatori al piombo non utilizzati sono soggetti ad una lenta scarica anche se ai morsetti non è collegato un utilizzatore, perciò dovranno essere caricati ad intervalli regolari per ripristinare la piena capacità. Qualora non sia noto l'effettivo stato di carica, c'è il rischio di caricare eccessivamente la batteria, con probabilità di danneggiare le piastre e con notevole spreco di energia.

La misura della densità dell'elettrolita acido della batteria mediante areometro esterno ($\rho scar. = 1{,}15\ g/cm^3$, $\rho car. = 1{,}30\ g/cm^3$) è un procedimento complicato, riservato al personale esperto e specializzato.

Per un controllo elettrico semplificato dello stato di carica della batteria, da effettuare invece del controllo della densità dell'elettrolita, è assolutamente necessario impiegare un voltmetro digitale. I carica-batterie di produzione industriale funzionano secondo il principio della carica a corrente costante, seguita da una carica a tensione costante (c.c. - t.c.); il loro rendimento è inferiore al 60 % ed il prezzo è piuttosto elevato. A causa della resistenza dei conduttori della corrente di carica (che varia a seconda della loro lunghezza) ed a causa della caduta di tensione dovuta a questa resistenza (2 V < Vv < 10 V), questi apparecchi necessitano di un cavo separato per la misura della tensione effettiva ai morsetti della batteria, che varia secondo la curva illustrata in *figura 1*; l'andamento di questa curva dimostra che la differenza tra le tensioni di inizio e di fine carica è di soli 0,6 V.

Lo scopo del progetto presentato in questo articolo è un carica-batterie che necessiti soltanto di essere collegato all'accumulatore, che abbia un funzionamento completamente automatico e che sia in grado di svolgere le seguenti funzioni:

- Visualizzare lo stato di carica
- Compensare la caduta di tensione sui cavi di alimentazione senza necessità di conduttori di misura separati
- Mantenere lo stato di carica al 100 % senza perdita di liquido
- Possedere anche una caratteristica di carica rapida.

Questo elenco di requisiti potrà essere soddisfatto con il semplice ed economico circuito di *figura 2*, che potrà essere facilmente aggiunto a qualsiasi apparecchio di carica, come modulo supplementare c.c. - t.c..

La batteria carica, con tensione ai morsetti di 13,6 V, necessita di una corrente di mantenimento pari a 10 mA < Im < 200 mA; questa corrente di mantenimento serve a compensare l'autoscarica. La corrente Im provoca una caduta di tensione ai terminali del resistore di 6 Ω che precede il regolatore di tensione 7912, la cui tensione di uscita (piedino 2) dovrà essere regolata al valore di 13,6 V mediante P2. Se la corrente sarà superiore a 200 mA, questa caduta di tensione provocherà dapprima l'accensione del LED di controllo ed in seguito l'attivazione del tiristore. Con una tensione di 12,6 V al secondario del trasformatore, le correnti impulsive saranno inferiori a 25 A e perciò comprese entro livelli ammissibili.

Il circuito è programmato nel seguente modo:
Se la corrente di carica è molto maggiore della corrente di dispersione, il tiristore viene acceso.

Il ciclo viene ripetuto in corrispondenza a ciascun periodo della frequenza di rete.

Questo carica-batterie di precisione opera con un rendimento maggiore del 90 % e si è dimostrato efficace per la carica di mantenimento di batterie destinate a motori che restano inutilizzati durante l'inverno (imbarcazioni, macchine per giardinaggio, eccetera), nonche' per le batterie destinate all'alimentazione di emergenza nei laboratori. ■

Fig. 1. Andamento della tensione ai morsetti di un accumulatore al piombo già usato da 12 V/35 Ah, caricato mediante commutazione corrente costante - tensione costante (c.c. - t.c.).

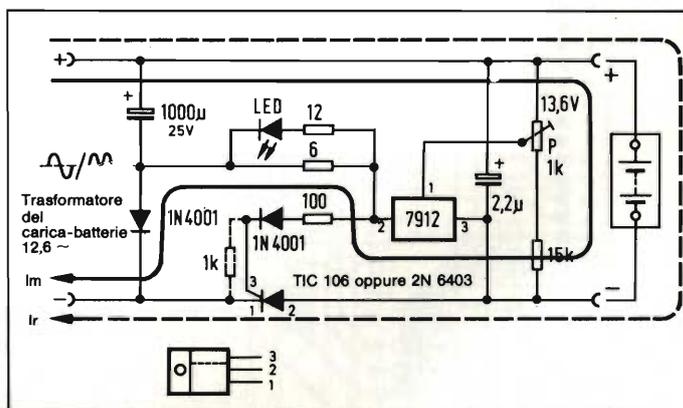



Fig. 2. Percorsi delle correnti per l'applicazione ad un carica-batterie da 12 V/5 A. Im = percorso della corrente di mantenimento; Ir = percorso della corrente di carica rapida. Il resistore da 1 Ω (tratteggiato) dovrà essere montato in caso di necessità.

LED LAMPEGGIANTI UTILIZZATI COME GENERATORI DI ONDE QUADRE

di Juergen Lindner

I diodi LED con circuito lampeggiatore integrato trovano applicazione anche nel campo dilettantistico. Un impiego "intelligente" di questi componenti permette sovente di risparmiare temporizzatori e generatori di onde rettangolari.

I LED lampeggianti sono dei normali diodi luminescenti nei quali è integrato anche un circuito generatore di onde rettangolari. Questi componenti sono prodotti in parecchie versioni: LED lampeggianti in colori diversi, LED commutabili da luce continua a luce lampeggiante e versioni bicolori con possibilità di scelta tra luce verde stabile o luce rossa lampeggiante. Tutti questi tipi sono utilizzabili per il circuito descritto in questo articolo. I dati tecnici dei LED lampeggianti sono elencati nella tabella.

Generatore di clock per circuiti digitali

E' possibile utilizzare il generatore ad onda quadra integrato nel LED non soltanto per farlo lampeggiare, ma anche per ricavare una tensione rettangolare destinata ad altri scopi, per esempio per fare lampeggiare altri LED, per pilotare un segnalatore acustico, per generare la frequenza di clock per circuiti digitali, eccetera. In *figura 1* ed in *figura 2* è illustrato un metodo per adattare il segnale ricavato dal LED lampeggiante ai livelli TTL e CMOS. Viene

Tabella - Dati tecnici dei LED lampeggianti

	Tipico	Min	Max
Tensione di alimentaz.	5,0	4,75	5,25 V
Corrente	20	35 mA	
Frequenza di lampeggiam.	3	1,5	4,5 Hz

utilizzata allo scopo la variazione della corrente assorbita dal LED lampeggiante, che varierà tra il valore a LED spento (meno di 1 mA) e quello a LED acceso (circa 20 mA). Queste oscillazioni di corrente producono, in un resistore collegato in serie al diodo, una caduta di tensione che piloterà il transistore che forma l'interfaccia per i diversi livelli logici.

In molti casi, specialmente per i segnalatori di sorveglianza e controllo, sono necessari avvisatori acustici, oltre a quelli luminosi; un segnale acustico intermittente viene inoltre percepito molto più chiaramente di un segnale continuo.Sarà possibile utilizzare il generatore di onde rettangolari integrato nel LED lampeggiante per pilotare il

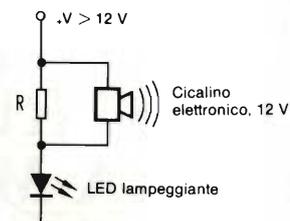



Fig. 3. Cicalino che suona in sincronismo con il LED lampeggiante. Il valore di R dovrà essere doppio rispetto a quello necessario senza il cicalino.

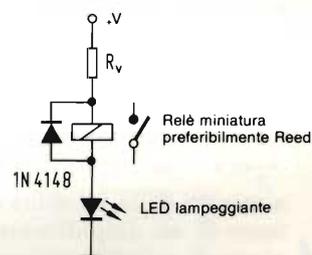



Fig. 4. Pilotaggio di un relè con LED lampeggiante. Il valore ohmico del resistore di caduta Rv dovrà essere determinato a seconda della tensione di alimentazione e del relè impiegato.

cicalino (*figura 3*). Il cicalino dovrà essere collegato in parallelo al resistore di limitazione del LED, che perciò dovrà avere un valore circa doppio di quello necessario senza il cicalino.

Dovendo pilotare correnti di maggiore intensità, con questo generatore di onde rettangolari, sarà possibile usare un relè collegato in serie al LED (*figura 4*) oppure un transistore come in *figura 2*, che sia in grado di commutare le correnti più elevate necessarie. Un esempio chiarirà meglio il concetto: con un transistore sarà possibile far lampeggiare tutti insieme i LED di segnalazione montati sul pannello anteriore di un apparecchio, per segnalare una particolare condizione di funzionamento.

Le possibilità di applicazione sono molteplici

I casi pratici qui riassunti danno soltanto un'idea approssimativa delle realizzazioni possibili con i LED lampeggianti, che potranno sostituire in molti casi i più costosi generatori di onde quadre costruiti con componenti discreti. ■

Fig. 1. Generatore di onde rettangolari con LED lampeggiante, per applicazioni TTL. Il pilotaggio avviene mediante interruttori o porte logiche.

Fig. 2. Generatore di onde rettangolari per circuiti integrati C-MOS. Anche in questo caso il pilotaggio può avvenire mediante interruttori o porte logiche C-MOS.

GENERATORE DI RUMORE CON STRUMENTO PER LA MISURA DELLA TENSIONE EFFICACE

Dott. Goetz Corinth - Parte prima

Gli amplificatori di bassa frequenza riescono a fornire prestazioni di alta qualità, solo se si riesce a mantenere basso il livello di rumore dello stadio d'ingresso. Questa esigenza è particolarmente sentita nel caso dei sistemi di registrazione digitale ad elevata dinamica.

La misura della tensione di rumore di un amplificatore avviene di solito ai morsetti di uscita del segnale audio: dividendo il valore qui ottenuto per il guadagno in tensione, sarà possibile ottenere il valore della tensione di rumore all'ingresso; a causa del livello molto basso, è infatti difficile eseguire la misura direttamente in questo punto.

E' indispensabile conoscere il valore efficace della tensione di rumore

Le tensioni di rumore dovrebbero essere misurate determinando con la massima precisione possibile il loro valore efficace. In pratica viene spesso effettuata una misura del valore di picco, in quanto il risultato corrisponde meglio alla sensazione soggettiva del volume del rumore. Spesso viene anche effettuata un'ulteriore valutazione inserendo nel circuito un filtro che approssima la curva di sensibilità dell'orecchio umano. Desiderando però effettuare un confronto obiettivo tra il valore della tensione di rumore misurato e quello calcolato secondo le leggi della termodinamica, sarà indispensabile conoscere il valore efficace della tensione di rumore.

Un buon metodo per misurare il rumore interno degli amplificatori consiste nell'impiego di un "generatore di rumore". Nelle condizioni di normale esercizio, una tensione di rumore viene applicata all'ingresso dell'amplificatore sul quale dovrà essere effettuata la misura. Il livello della tensione di uscita del generatore di rumore dovrà essere predisposto in modo che il livello di rumore, all'uscita del circuito sotto misura, aumenti di 3 dB esatti nel momento in cui viene collegato il generatore. In questo modo, la tensione di rumore generata nell'amplificatore (riferita all'ingresso) avrà un valore uguale al livello d'uscita del generatore di rumore. Questo metodo permette di approssimare meglio le reali condizioni di esercizio del circuito. E' importante, in questo caso, che il generatore produca un "rumore bianco": la sua composizione spettrale dovrebbe approssimare nel modo più esatto possibile quanto avviene ai terminali d'ingresso (resistenza interna del generatore).

Il generatore di rumore permette anche di rilevare la curva di risposta in frequenza dei convertitori elettroacustici (specialmente altoparlanti), che potranno essere inseriti nel circuito di misura senza le difficoltà dovute alle onde stazionarie od alle autooscillazioni dovute all'ambiente di misura.

Per queste applicazioni è molto importante sapere come è costruito l'analizzatore impiegato. In un sistema con larghezza di banda assoluta costante

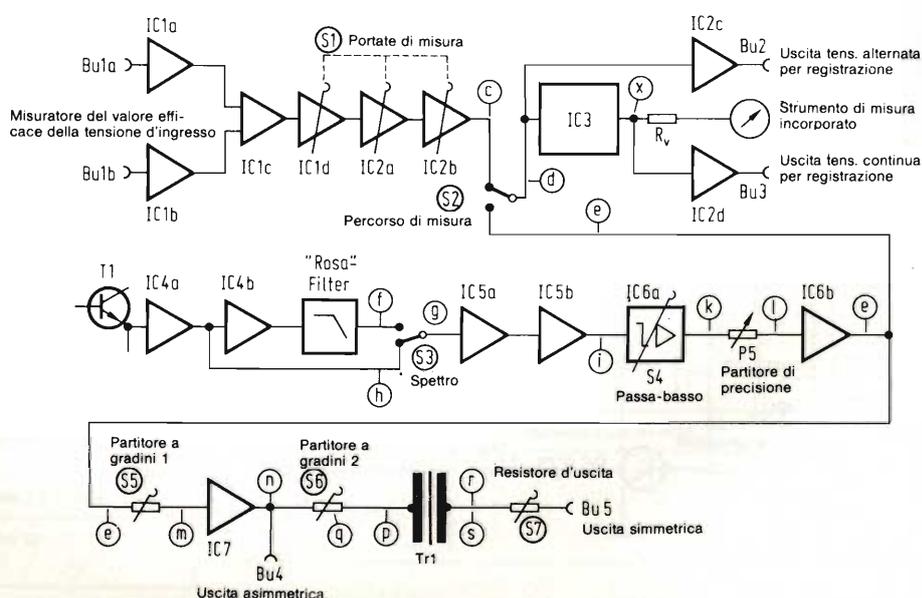



Fig. 1. Schema a blocchi del misuratore di livello di rumore. Le lettere corrispondenti alle diverse posizioni sono ripetute negli schemi particolareggiati.

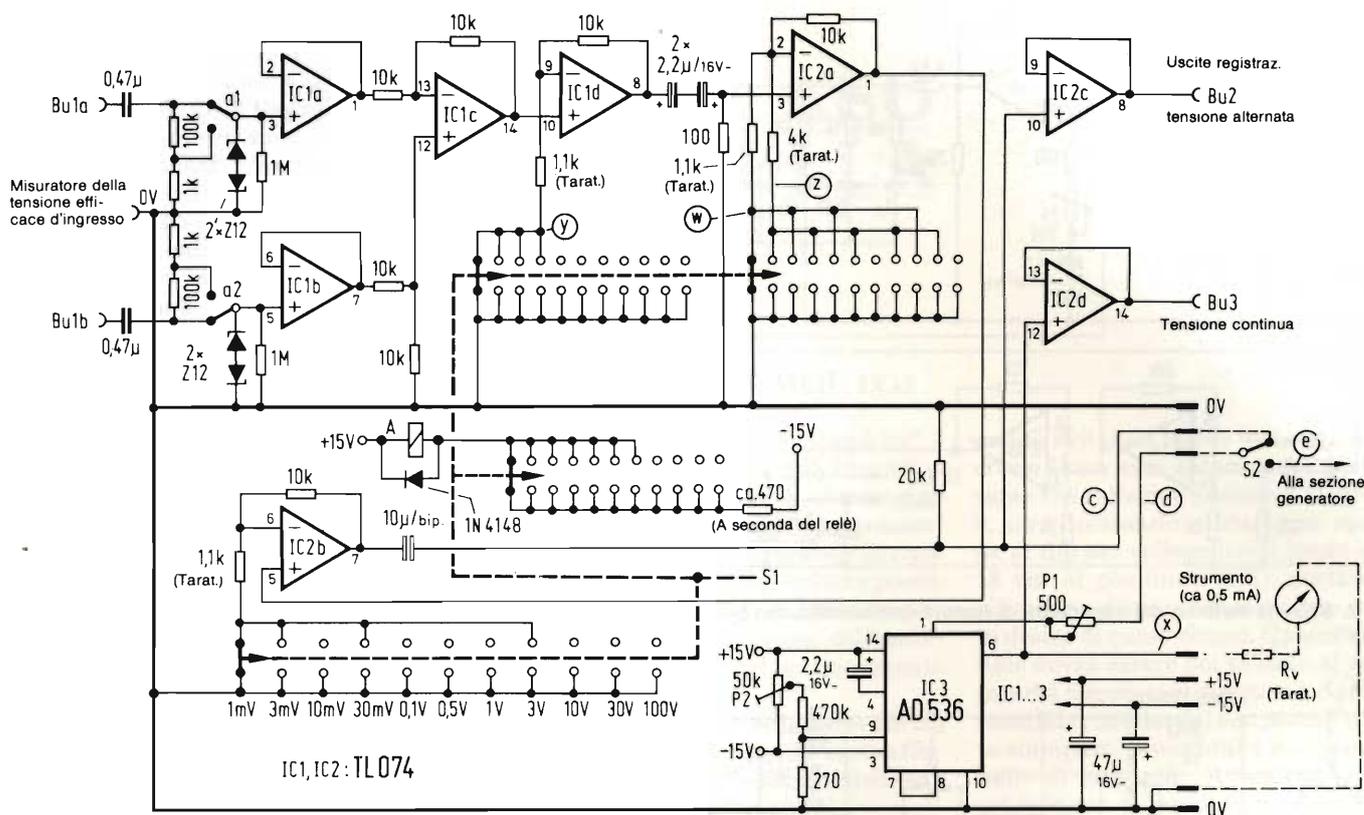



Fig. 2. Schema elettrico del misuratore di tensione efficace. Dopo una taratura di precisione, questo strumento potrà essere impiegato per la taratura dell'apparecchio completo.

(per esempio un analizzatore audio a scansione), viene impiegato come segnale di prova il rumore bianco; negli strumenti a larghezza di banda relativa costante (per esempio filtri di terza e di ottava, contenuti nella maggior parte degli analizzatori in tempo reale) viene impiegato come segnale di prova il cosiddetto "rumore rosa", la cui densità energetica rimane costante lungo la banda passante, che è suddivisa in gradini secondo una serie geometrica .

In linea di principio, è possibile filtrare il segnale sia sul lato trasmittente che su quello ricevente. Nel primo caso, il segnale di prova caricherà meno il circuito da misurare, mentre nel secondo caso verrà aumentata la sicurezza contro i disturbi esterni e contro le mancanze di linearità derivanti dal circuito in prova. Sarà sempre necessario misurare il valore efficace della tensione di rumore; la banda passante dello strumento di misura della tensione dovrà essere maggiore di quella del circuito da controllare.

In *figura 1* è illustrato lo schema a blocchi di questo circuito. Esso comprende un generatore di rumore a semiconduttore, alcuni filtri passa-basso con frequenze di taglio diverse, nonchè un filtro con attenuazione (dipendente dalla frequenza) di 3 dB per ottava per la produzione del rumore "rosa". Il circuito contiene inoltre uno stadio di uscita con trasformatore di simmetria ed un alimentatore stabilizzato. In diversi punti lungo il percorso del segnale possono essere inseriti attenuatori tarati che permettono di attenuare i segnali d'uscita a livelli ben definiti. E' anche previsto un voltmetro a larga banda per tensione efficace, in grado di misurare sia la tensione d'uscita del generatore che una qualsiasi tensione esterna. In questo modo, lo strumento potrà essere utilizzato come voltmetro per tensioni alternate con numerose portate di misura commutabili.

Il componente principale del misuratore di livello (*figura 2*) è il circuito integrato funzionale AD 536 (produzione Analog Devices), che nello schema è contrassegnato dalla sigla IC3; questo circuito funziona secondo il principio della elevazione al quadrato/estrazione di radice e garantisce una rettificazione molto precisa del valore efficace entro un'ampia banda di frequenze. A monte dell'ingresso di IC3 sono collegati tre amplificatori operazionali in cascata, il cui guadagno può essere variato, mediante il commutatore S1, secondo gradini di 10 dB.

L'ingresso simmetrico è collegato ad un amplificatore differenziale (IC1c), tramite un pre-attenuatore (che può essere inserito a volontà mediante un relè) e due stadi convertitori d'impedenza (IC1a, b) protetti da diodi zener. L'uscita dell'amplificatore differenziale pilota gli amplificatori in cascata già menzionati in precedenza (IC1d, IC2a, b). L'ingresso del rettificatore a valore efficace (IC3) potrà essere collegato a volontà (mediante il commutatore S2) all'uscita di IC2b oppure all'ingresso del partitore principale che fa parte del generatore. Il potenziometro P1 permette di tarare con precisione il guadagno in tensione di IC3; con P2 è possibile compensare le sue tensioni di errore. La tensione di uscita di IC3 (proporzionale al valore efficace) viene trasferita, tramite IC2d e senza effetti di retroazione, alle prese di uscita (uscite per registratore); la tensione alternata erogata dalla serie di amplificatori in cascata viene trasferita alle uscite tramite IC2c.

Il generatore di rumore si avvale della giunzione emettitore-base del transistore T1 (*figura 3*). Le variazioni di tensione, dovute alle variazioni statistiche della conducibilità di questa giunzione, vengono amplificate da IC4a. All'uscita di questo amplificatore sarà disponibile una tensione efficace di circa 25 mV (banda passante dello strumento di misura: 20...20.000 Hz). Con il

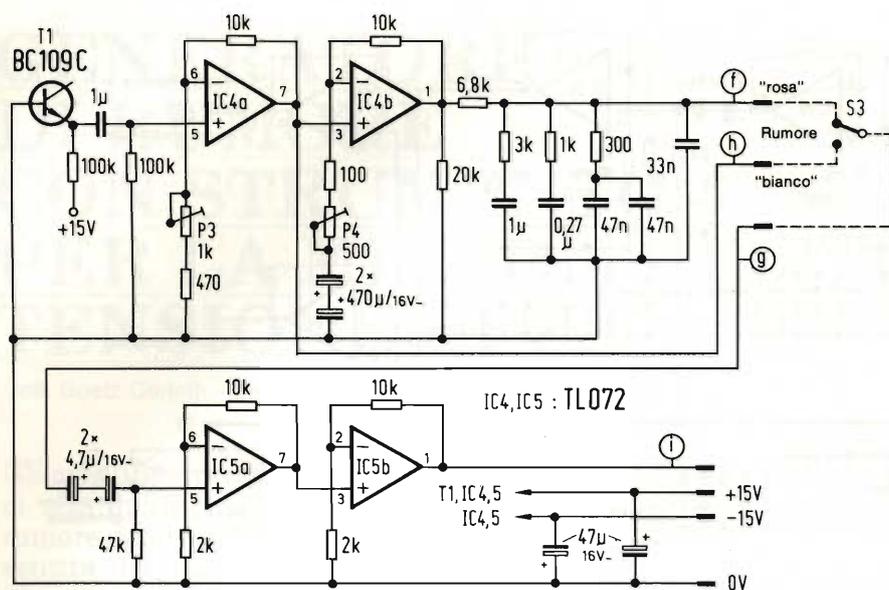



Fig. 3. Schema elettrico del generatore di rumore con amplificatori buffer e filtro per il rumore "rosa".

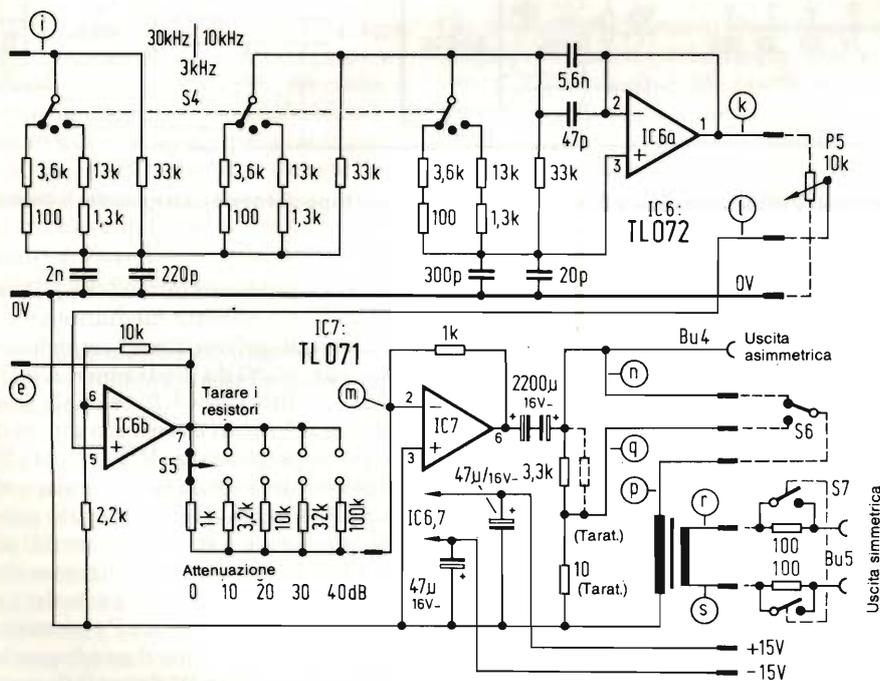



Fig. 4. Schema dello stadio di uscita con filtri passa-basso commutabili, partitori di tensione e trasformatore di uscita simmetrico.

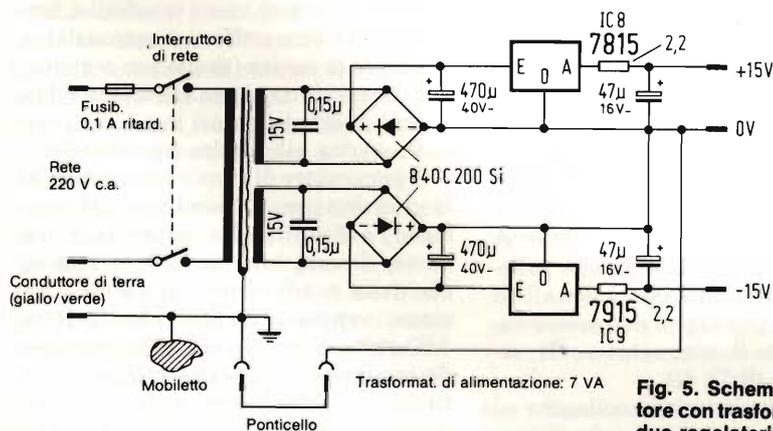



Fig. 5. Schema dell'alimentatore con trasformatore di rete e due regolatori di tensione.

commutatore S3 in posizione "h" (rumore bianco), sarà possibile collegare all'uscita del generatore preamplificatori ed amplificatori di potenza.

L'amplificatore IC4b eleva la tensione efficace ad un livello di circa 1 V. Successivamente è inserito un filtro passa-basso con pendenza dei fianchi pari a 3 dB/ottava, alla cui uscita potrà essere prelevato un segnale di "rumore rosa" (posizione "rosa" del commutatore S3). IC5a e b sono due stadi buffer che compensano l'attenuazione dovuta al filtro "rosa".

L'uscita di IC5b è collegata ad un filtro passa-basso attivo (IC6a in *figura 4*), che è un circuito Butterworth del III ordine. Il valore della sua frequenza limite (3 kHz, 10 kHz oppure 30 kHz) potrà essere scelto mediante il commutatore S4. L'uscita è collegata all'attenuatore di precisione a regolazione continua P5; il cursore di quest'ultimo potenziometro è collegato all'ingresso dell'amplificatore IC6b. La tensione di uscita di questo stadio potrà essere controllata disponendo il commutatore S2 nella posizione "tensione del generatore"; la misura avverrà con il voltmetro a tensione efficace incorporato nello strumento. Il successivo partitore di tensione a gradini (S5) permette un'attenuazione del livello del segnale d'ingresso dell'amplificatore d'uscita IC7; la regolazione avviene a gradini di 10 dB, fino ad un massimo di 40 dB.

L'uscita di IC7 è collegata al morsetto d'uscita Bu4 ("uscita principale asimmetrica") tramite un condensatore-separatore di capacità elevata. L'avvolgimento primario del trasformatore di uscita e di simmetria (Tr1) è collegato al circuito tramite un partitore fisso di tensione inseribile a volontà mediante S6 (attenuazione 50 dB). Il rapporto di riduzione di questo trasformatore è -34 dB (50:1); il suo avvolgimento secondario simmetrico è collegato ai morsetti Bu5 ("Uscita sussidiaria simmetrica"). Con il commutatore S7 sarà possibile modificare la resistenza interna di questa uscita, portandola al valore di 200 Ω necessario per molti tipi di misure.

Lo schema dell'alimentatore (*figura 5*) non presenta alcuna caratteristica particolare. Un trasformatore di rete alimenta due regolatori di tensione integrati (IC8 ed IC9), tramite due raddrizzatori a ponte. In parallelo agli avvolgimenti secondari del trasformatore sono collegati due condensatori che cortocircuitano le tensioni ad alta frequenza provenienti dalla rete elettrica di distribuzione, ed evitano l'insorgere dei cosiddetti "ronzii di modulazione".

(Continua)

COME SALVARE I PROGRAMMI IN CASO DI MANCANZA DELLA TENSIONE DI RETE

di Hans Wollner

Nel sistema computerizzato Microtronic è possibile collegare, tramite un resistore, una batteria da 9 V tra l'ingresso Vin e massa, allo scopo di conservare un programma memorizzato anche in caso di mancanza della tensione di alimentazione. In questo modo potrebbero però andar perdute parecchie righe di programma, anche premendo nel giusto istante e secondo le istruzioni il tasto RESET. A causa di questo inconveniente è stato necessario ricercare una soluzione più efficiente per la conservazione dei programmi nel computer Microtronic.

La soluzione, schematizzata in *figura 1*, richiede solo otto componenti aggiunti, con una minima spesa. Sarà inoltre necessario impiegare un tester per misurare la tensione positiva di alimentazione (Vss) del computer Microtronic. Questa misura potrà essere eseguita, per esempio, tra il terminale positivo del condensatore elettrolitico di carico (colore blu), montato sul margine destro del circuito stampato, e la tensione di riferimento (GND). La tensione misurata dovrebbe essere di appena 6 V.

E' ora opportuno osservare la *figura 2*, che mette in evidenza alcuni particolari del circuito originale che interessano la conservazione dei programmi. Per il funzionamento in "stand-by" è importante collegare stabilmente a massa il piedino 8 (CE**). Al momento della commutazione nel funzionamento a batteria, questo terminale dovrebbe essere collegato alla tensione positiva (livello logico "1"), in modo da permettere una forte riduzione dell'assorbimento di corrente nel funzionamento in "stand-by".

Fortunatamente, il collegamento tra il piedino 8 ed il piedino 9 è stato effettuato esclusivamente sul lato delle saldature del circuito stampato.

Il circuito stampato del computer potrà essere facilmente estratto lateralmente svitando le due viti con testa a croce. Dopo aver interrotto la pista di rame che collega il piedino 8 al piedino 9, sarà necessario saldare uno spezzone di filo per collegamenti lungo circa 18 cm al piedino 8 ($\overline{CE}$), portandolo all'esterno del circuito stampato sul lato destro di quest'ultimo. Questo terminale dovrà essere poi saldato al collettore del transistore di *figura 1*. Sarà ora possibile rimettere al suo posto il circuito stampato, rimontando anche il pannello di comando. Attenzione a non schiacciare il conduttore rimettendo nella sua sede il circuito stampato.

Poichè, quando viene spento il computer, appare inevitabilmente un impulso $\overline{W}$ al piedino 10, questo evento dovrà essere impedito premendo contemporaneamente il pulsante "RESET". In caso diverso, la tensione di batteria Vin verrebbe abbassata di colpo per la presenza del resistore da 1 kΩ. Affinchè il salvataggio possa funzionare anche in questo caso, sarà opportuno dissaldare un terminale del resistore da 1 kΩ collegato al piedino 10 del

Fig. 2. Collegamento della RAM prima della modifica al circuito.

Fig. 1. Questo circuito aggiunto pilota l'ingresso $\overline{CE}$ della memoria di programma.

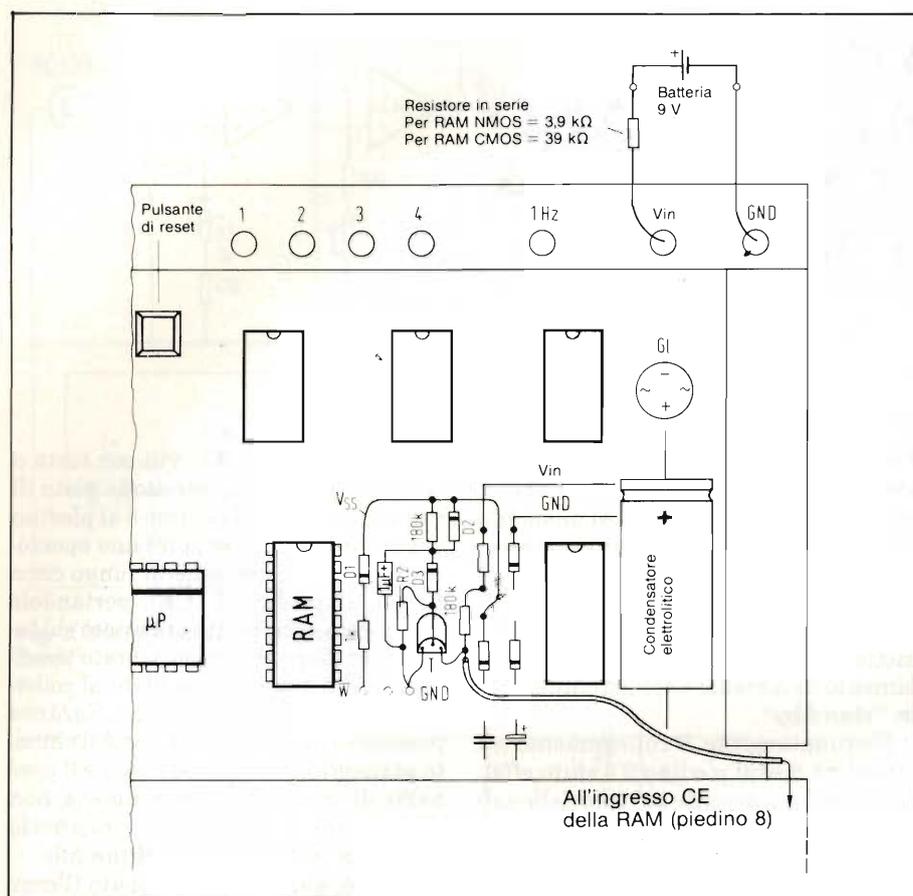



Fig. 3. In questo schizzo è possibile vedere chiaramente come dovrà essere eseguito il cablaggio.

circuito integrato della RAM. Il resistore dovrà poi essere piegato verso l'alto e collegato all'anodo del diodo D1 di *figura 2.* Il montaggio dei componenti sul circuito stampato potrà avvenire facendo riferimento allo schema costruttivo di *figura 3*.

Sarà opportuno montare dapprima il circuito di *figura 1* su una piastrina preforata per esperimenti, oppure utilizzare per i collegamenti i terminali non tagliati dei componenti. Appena collegata la batteria da 9 V, sarà necessario collegare all'ingresso Vss una tensione variabile tra 0 e 6 V, ricavandola per esempio da un alimentatore regolabile. Il transistore T, il cui collegamento di collettore corrisponde ora al terminale $\overline{CE}$, dovrà passare in conduzione a circa 6 V. Diminuendo ora leggermente la tensione d'ingresso, ad un certo punto il transistore dovrà passare all'interdizione: ciò dovrà avvenire già alla tensione Vss - 0,5 V. Se la tensione Vss all'ingresso del computer fosse di 5,7 V, la commutazione dovrebbe avvenire a circa 5,2 V. Se il transistore dovesse passare all'interdizione ad una tensione inferiore a 5 V, sarà necessario diminuire il valore di R2 (36 kΩ); in caso contrario il suo valore dovrà essere aumentato (43 kΩ). Desiderando una maggiore precisione, sarà possibile montare un potenziometro trimmer da 50 kΩ invece del resistore fisso.

Elenco dei componenti

1: 39 kΩ (v. testo)
2: 180 kΩ
1: 1 μF/16 V
2: 1N4148
1: ZPD 4,7
1: BC 237 B

R2 serve a compensare le eventuali tolleranze dei componenti. Appena trovato il giusto valore di R2 (con il sistema descritto in precedenza) sarà possibile montare definitivamente il circuito ausiliario sul lato componenti della scheda del computer, secondo quanto indicato in *figura 3*. Questo sistema è più rapido da costruire ed occupa meno spazio di un circuito stampato.

Limiti del salvataggio dei programmi

Sarà ora possibile collegare la batteria da 9 V nel modo indicato sul manuale di istruzioni del computer, tramite un resistore limitatore. Se la RAM montata è quella originale il suo valore dovrà essere di 3,9 kΩ. In questo modo sarà possibile conservare i programmi per almeno una settimana senza alimentazione al computer (nel progetto originale, che non prevedeva il resistore in serie, il tempo massimo di conservazione era di un'ora appena).

Sostituendo la RAM con un tipo statico CMOS da 1024x4 bit (per esempio la μPD 444), il resistore in serie dovrà essere aumentato a 39 kΩ: sarà così possibile conservare i programmi per un tempo praticamente illimitato, utilizzandoli tutte le volte si desideri e senza perdere nemmeno un bit.

Questo sistema è molto comodo perchè garantisce la possibilità di spostare a volontà il computer senza con ciò cancellare la programmazione, oppure di spegnerlo per proseguire il lavoro in un altro momento. Per maggiore sicurezza, sarà opportuno premere brevemente il pulsante di reset al momento del distacco e dell'attacco dell'alimentazione mediante interruzione della corrente di rete, poichè il salvataggio automatico del programma funziona soltanto se la commutazione è molto rapida. ■

Un microtelevideoregistratore Sony

La Sony ha sviluppato un sistema estremamente compatto nel quale sono integrati un televisore e un videoregistratore Betamax.
Il sistema misura 22,9 x 27,3 x 34,3 cm. e pesa circa 10 chilogrammi. Il microtelevisore a colori usa un tubo Trinitron di 6 pollici.
Il costo del sistema, che rappresenta la risposta della Sony ad un analogo prodotto della Matsushita introdotto nel mercato alcuni mesi fa (il televisore ha uno schermo di 14 pollici e il VTR è del tipo VHS anzichè Betamax), è di 2,5 milioni di lire circa.
Il nuovo combinato può trovare utilizzo in auto.
La Sony prevede di iniziare con una produzione mensile di un migliaio di esemplari.

POTENZIOMETRO DOPPIO REALIZZATO CON UN CONVERTITORE DIGITALE/ANALOGICO

di Michael Arnoldt

I potenziometri doppi coassiali servono, in elettronica, nella tecnica delle misure ed in bassa frequenza, per la regolazione contemporanea di grandezze elettriche. In linea di principio, potranno essere usati per lo stesso scopo convertitori digitali/analogici a moltiplicazione. Alla rotazione dell'alberino del potenziometro corrisponderà, nel convertitore digitale/analogico, una variazione degli stati logici agli ingressi di codifica.

Fig. 2. Schema a blocchi e collegamenti ai piedini del convertitore D/A ZN 425 (Ferranti).

Un vantaggio molto importante dei convertitori digitali/analogici consiste nel fatto che l'errore di uniformità della corsa potrà essere molto inferiore rispetto a quello ottenuto mediante i potenziometri resistivi. L'errore possibile con i potenziometri convenzionali è di circa il 30 % (3 dB), mentre il convertitore D/A ad 8 bit permette di ridurre tale errore allo 0,4 %, con uno scostamento dalla linearità di ± 1/2 LSB. La figura 1 chiarisce l'analogia tra il potenziometro a resistenze variabili ed il convertitore D/A.

Il circuito potrà essere ampliato a piacere

Questo articolo descrive un potenziomentro doppio realizzabile con mezzi elettronici, che potrà essere ampliato fino a comprendere un numero qualsiasi di sistemi a regolazione omogenea.

In questo circuito viene impiegato il convertitore multiplex D/A tipo ZN 425 della Ferranti, il cui schema a blocchi appare in *figura 2*. Questo circuito integrato contiene, tra l'altro, un contatore binario ad 8 bit che registra i fronti di commutazione negativa che pervengono all'ingresso T (4). La tipica frequenza di conteggio è di 5 MHz. L'azzeramento di tutti gli stadi di conteggio avverrà quando R (piedino 3) sarà posto al livello logico basso ("0"). Una particolarità di questo convertitore D/A è la presenza di un multiplatore (Mpx) che permette di pilotare la rete resistiva R - 2R con segnali provenienti dal contatore (Mpx = "1") oppure da un bus esterno ad 8 bit (Mpx = "0"). Nel funzionamento asservito al proprio contatore, lo stato di quest'ultimo viene anche trasmesso al bus. I resistori integrati R - 2R contenuti nello ZN 425 hanno i seguenti valori: R = 10 kΩ e rispettivamente 2R = 20 kΩ. Sarà possibile osservare in *figura 1* che le resistenze di ingresso e del generatore hanno lo stesso ordine di grandezza. Per molte applicazioni sarà utile il generatore di tensione di riferimento integrato a 2,56 V: esso potrà essere direttamente collegato all'ingresso V_i (piedino 15). Per la stabilizzazione dinamica sarà opportuno collegare verso massa (punto a 0 V) un condensatore di circa 0,22 µF. La tensione di alimentazione del circuito integrato dovrà essere di 5 V (massimo 7 V). I valori che dovrà avere una tensione di riferimento proveniente dall'esterno, saranno 2,5 e rispettivamente 5,5 V.

Fig. 1. Analogia tra potenziometro e circuito R - 2R utilizzato come partitore di tensione.

È anche necessario un contatore avanti/indietro

Lo schema completo del potenziometro doppio elettronico è rappresentato in *figura 3*. I contatori interni del convertitore digitale/analogico ZN 425 non sono utilizzati perchè essi permettono esclusivamente il conteggio in avanti, mentre un potenziometro di questo tipo deve poter effettuare la regolazione in entrambe le direzioni. I piedini T ed R rimarranno perciò inutilizzati (Mpx = "0").

Il bus ad 8 bit è comune ad entrambi i convertitori D/A, e riceve le informazioni logiche provenienti da un contatore avanti/indietro a due stadi (2 x 4029, IC2 ed IC3). Tra i diversi modi di funzionamento del 4029, viene utilizzato esclusivamente il funzionamento A/I (Avanti = livello "1"). Gli stati successivi del contatore appaiono alle uscite Q1...Q8.

Collegando le otto uscite dei contatori, a seconda del loro valore ponderale, agli ingressi di codifica del convertitore D/A, sarà possibile ottenere la tensione di uscita che risulta dalla seguente formula:

$$V_u = V_i \cdot n/255.$$

In questa formula n è lo stato del contatore; il rapporto di divisione 255 corrisponde a $2^8 - 1$. L'analogia con il potenziometro diviene chiara dalla seguente uguaglianza:

$$p = n/255$$

dove p è il valore resistivo tra il cursore del potenziometro e massa, se la resistenza del potenziometro è considerata unitaria.

Il segnale di clock per il conteggio è generato da un oscillatore R-C a due stadi, formato da porte OR - esclusivo (G1, G2); la scelta della funzione OR - esclusivo non è obbligatoria per l'oscillatore, ma deriva dal fatto che vengono utilizzate le porte che rimangono a disposizione nel circuito quadruplo IC5 dopo che è stata utilizzata la porta OR - esclusivo G3. Quest'ultima è necessaria per l'elaborazione delle informazioni provenienti dai pulsanti Avanti/Indietro (A, I).

Come funziona il circuito

L'ingresso di conteggio di IC1 è abilitato da un livello logico "0". Con i pulsanti A ed I aperti, gli ingressi OR - esclusivo di G3 ricevono, tramite R1 ed R2, potenziali diversi: il piedino 10 (U) sarà perciò a livello "1". Chiudendo uno dei due pulsanti, il livello di U passerà a "0", abilitando il contatore; il contatore riceverà inoltre l'informazione riguardante la direzione del conteggio tramite il piedino A/I.

La velocità di regolazione del potenziometro elettronico dipende dalla frequenza di clock generata dall'oscillatore composto da G1 e G2. Poichè l'intera corsa di regolazione richiede 256 impulsi, e poichè essa dovrà durare, a seconda dell'applicazione, da 1 a 10 secondi, la frequenza di clock dovrà essere di circa 25...250 Hz. La regolazione della frequenza di clock avviene mediante il potenziometro P1 (25 kΩ).

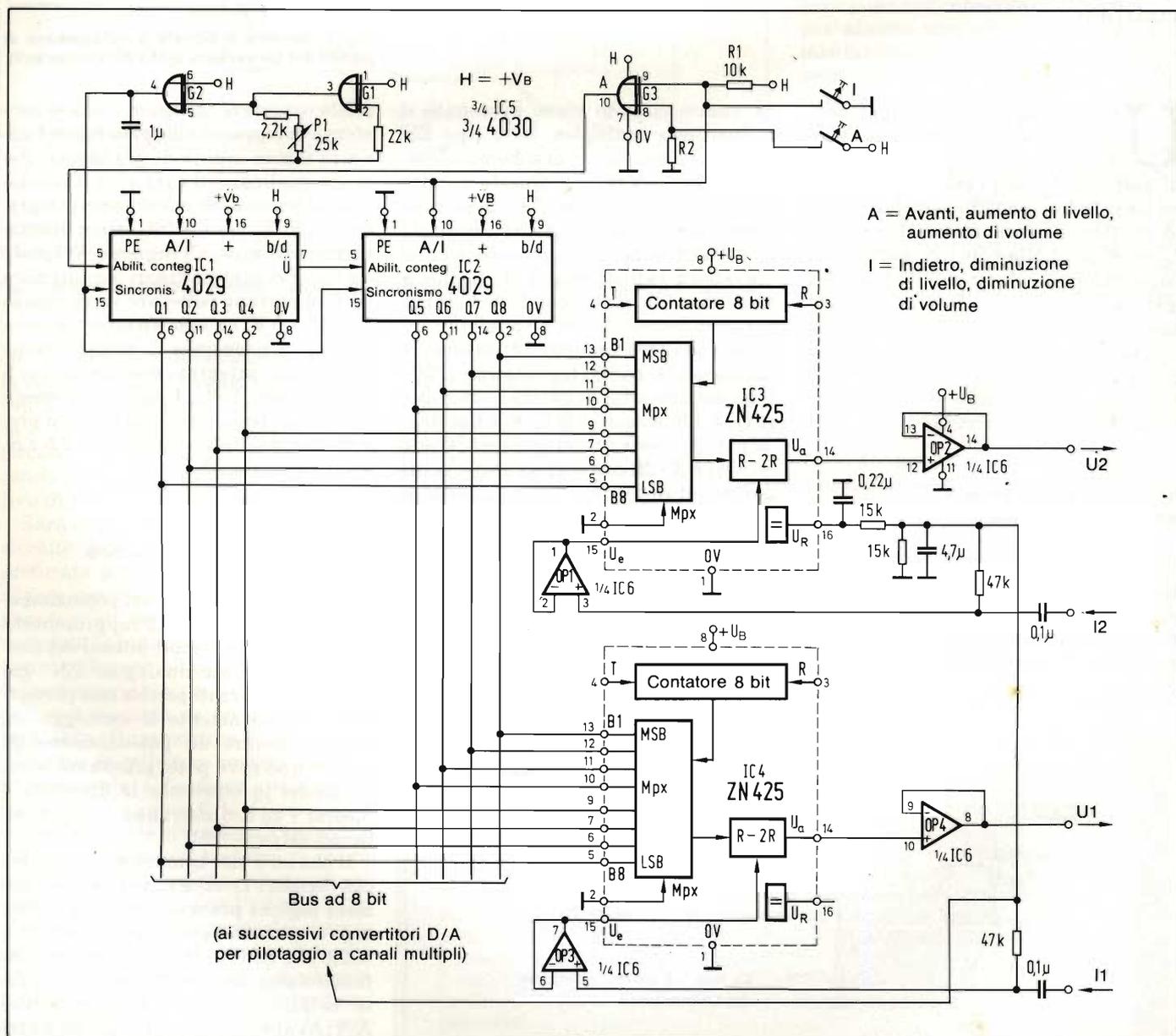



Fig. 3. Schema complessivo del potenziometro doppio elettronico per impieghi in audio-frequenza.

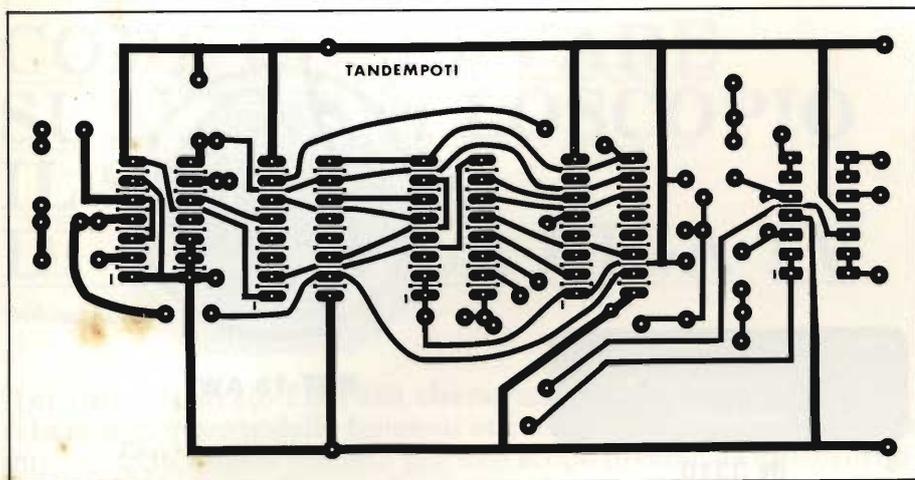



Fig. 4. Circuito stampato per il montaggio del circuito. I due ZN 425 saranno montati uno sopra l'altro, contrariamente a quanto avviene nei normali montaggi.

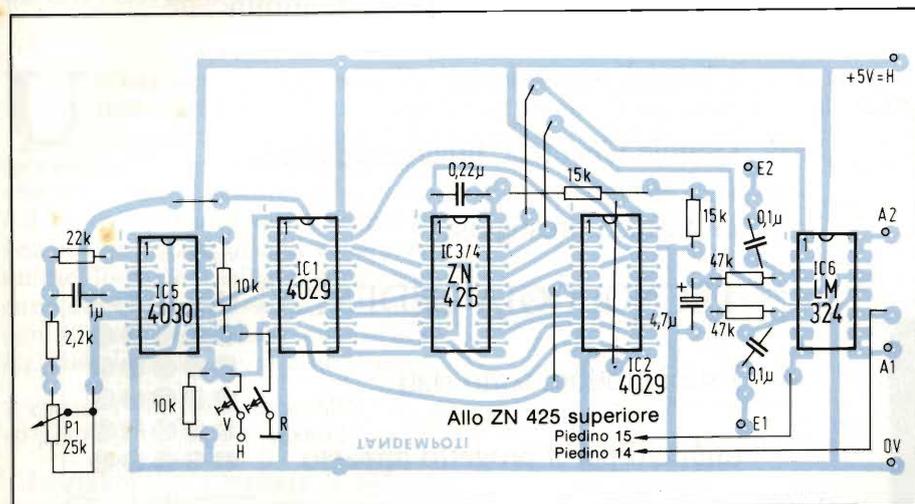



Fig. 5. Disposizione dei componenti e cablaggio per il collegamento dello ZN 425 superiore. I terminali corrispondenti dei due convertitori digitali/analogici dovranno essere saldati tra loro, con l'eccezione dei piedini 14, 15 e 16.

Sia per il potenziometro doppio di tipo resistivo che per il convertitore D/A, vale la regola che una tensione di uscita perfettamente corrispondente all'angolo di rotazione o rispettivamente alla configurazione dei bit, potrà essere ottenuta soltanto quando la resistenza interna del generatore sia molto bassa (R_i tendente a zero) e la resistenza di carico sia molto elevata (R_L molto maggiore di R). Da ciò deriva la necessità degli stadi buffer di ingresso e di uscita OP1....OP4. La tensione di polarizzazione iniziale, ottenuta tramite i resistori R, sarà di circa 1,25 V e permetterà la trasmissione indistorta di tensioni alternate con valore di cresta fino a circa 1,25 V. La frequenza limite superiore verrà determinata soprattutto dal tipo di amplificatori operazionali utilizzati. Con l'LM 324 potrà essere raggiunta una frequenza di circa 100 kHz (vedi Tabella).

Costruzione compatta

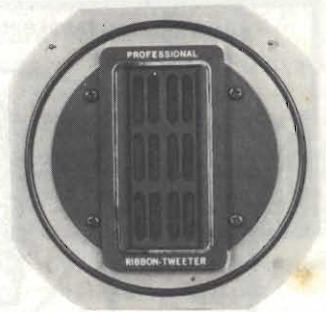
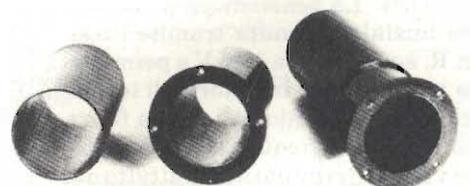
Il circuito stampato per la costruzione del potenziometro elettronico a due canali è visibile in *figura 4*, mentre la disposizione dei componenti appare in *figura 5*. I due circuiti integrati convertitori digitali/analogici sono posizionati uno sopra l'altro, con i piedini corrispondenti saldati tra loro, un tipo di montaggio che si scosta dalle normali regole: questo accorgimento permette però di utilizzare un circuito stampato inciso su una sola faccia. I terminali V_i (piedino 15) e V_u (piedino 14) del circuito integrato superiore saranno collegati all'amplificatore operazionale, mediante trecciole flessibili saldate direttamente ai piedini, come appare sulla figura della disposizione dei componenti. Il terminale V_B (piedino 16) resterà opportunamente libero. La corrente assorbita dal circuito è circa 60 mA con una tensione di alimentazione di 5 V.

Tabella dei circuiti integrati impiegati

IC1, IC2	4029
IC5	4030 oppure MC 14507
IC3, IC4	ZN 425 (Ferranti)
IC6	LM 324 (National Semicond.)

■

TV via satellite: le incertezze del T.D.F. 1

Il T.D.F. 1 è il nome del satellite francese di televisione via satellite che il governo si era impegnato a lanciare verso la metà del decennio ma che ora viene messo in discussione per l'elevato costo, più di 400 miliardi di lire, e perchè nel frattempo sono stati allacciati rapporti con la Germania per una cooperazione congiunta nel settore della telediffusione. Alla luce di questa situazione i responsabili transalpini per le PTT sono ritornati sulle primitive intenzioni e piuttosto che investire somme rilevanti in un satellite nazionale propendono per la creazione di una nuova infrastruttura orbitale di telecomunicazioni che si estende a più Paesi; Francia e Germania più alcuni limitrofi. All'annullamento del programma T.D.F., inoltre, concorrono due altri fattori: la Francia non può permettersi il lusso di competere con la Compagnie Luxembourgeoise de Télévision, che sta sviluppando un proprio satellite, e nello stesso tempo essa non vuole distogliere risorse necessarie alla realizzazione di un ambizioso programma via cavo (plan cablage) che prevede l'allacciamento di un milione di abitazioni all'anno a partire dal 1986, con un investimento singolo stimato in circa 750.000 lire.

COME OSSERVARE SULL'OSCILLOSCOPIO IL SEGNALE DI UNA SOLA RIGA TV

Wilfried Foede

Il circuito integrato TBA 920, che normalmente svolge nei televisori la maggior parte delle funzioni attinenti al segnale di riga, viene impiegato in questo circuito per uno scopo diverso da quello originale. Infatti questo circuito integrato viene utilizzato per costruire un utile apparecchio che rende possibile la visualizzazione oscilloscopica dei segnali che compongono le singole righe di un'immagine televisiva.

Un'immagine televisiva è formata da 625 righe e viene ripetuta ad una frequenza di 25 Hz (per evitare lo sfarfallio vengono in realtà trasmessi 50 semiquadri al secondo). Dovendo visualizzare il segnale di una determinata riga sullo schermo di un oscilloscopio a trigger, sarà necessario avere una deflessione orizzontale ogni 40 ms (cioè ad una frequenza di 25 Hz) che abbia una durata di 64 μs.

Il circuito integrato necessita di pochi componenti esterni

In *figura 1* è illustrato lo schema completo dell'apparecchio, compreso lo schema a blocchi del circuito interno dell'integrato TBA 920. Gli stadi utilizzati per questo strumento sono quelli delimitati da un rettangolo a tratto più marcato. L'oscillatore interno del circuito integrato è predisposto per oscillare alla frequenza di riga di 15.625 Hz, ma è possibile abbassare questa frequenza fino a 25 Hz (frequenza di quadro) con la semplice sostituzione di alcuni componenti. C8 verrà caricato e scaricato tramite un generatore di corrente costante nel quale è possibile invertire la direzione della corrente. L'inversione avviene mediante un commutatore a doppio valore di soglia pilotato dalla tensione ai capi di C8. Il primo livello di soglia è Vb x 0,4, mentre il secondo valore di soglia è Vb x 0,65. Con una tensione di alimentazione di 8 V è possibile ottenere, per la tensione ad onda triangolare ai capi di C8, un'ampiezza di:

$$V_{p\text{-}p} = 8\ V \cdot (0{,}65 - 0{,}4) = 2\ V$$

Il livello della corrente costante potrà essere regolato mediante il resistore R_{0s} collegato al piedino 15, che in questo circuito corrisponde a P3. La frequenza dell'oscillatore potrà essere cal-

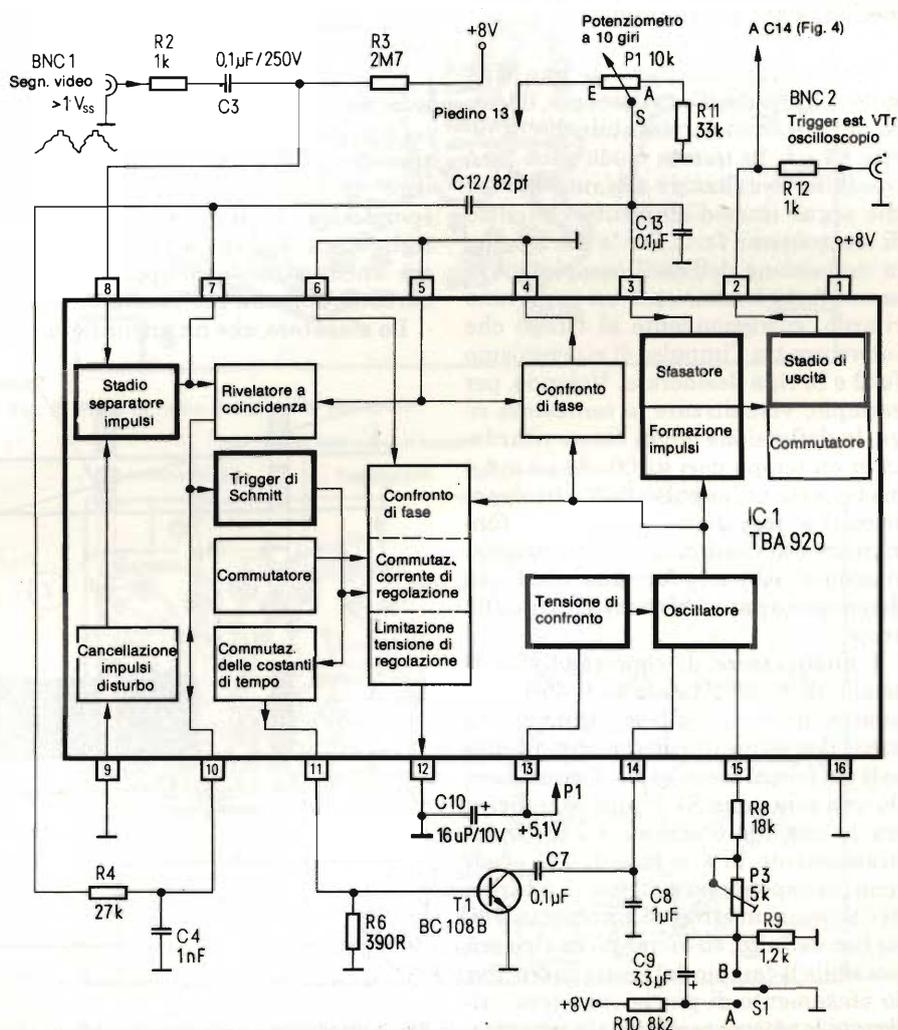



Fig. 1. Analizzatore di riga costruito con minima spesa. Il principale componente è un circuito integrato per elaborazione orizzontale TBA 920 che qui compie una funzione diversa da quella originale.

colata con la seguente formula:

$$f_{Os} = \frac{0{,}516}{(C8 \cdot R_{Os})}$$

Con C8 = 1 μF ed f_{Os} = 25 Hz, R_{Os} dovrà avere il valore di 20,6 kΩ.

Gli impulsi di sincronismo verranno separati dall'informazione relativa all'immagine mediante lo stadio di separazione degli impulsi. Dopo il circuito di integrazione R4, C4, appariranno gli impulsi di sincronismo di quadro alla frequenza f_Q = 50 Hz che piloteranno, tramite un trigger di Schmitt, il transistore T1. Lo stato di T1 cambierà ogni 20 ms caricando alternativamente C7 e C8.

V_{C8} tornerà ad un valore fisso dopo ogni commutazione, grazie alla carica dipendente dalla tensione: in questo modo f_{Os} verrà direttamente sincronizzata mediante f_Q. Ciò vale sia per $f_{Os} = f_Q$ che per f_{Os} = 1/2 f_Q. Con f_{Os} = 25 Hz, T1 commuterà in corrispondenza ad un certo punto di entrambi i fianchi della tensione ad onda triangolare (*figura 2*).

Fig. 2. Diagramma degli impulsi. La frequenza dell'oscillatore viene sincronizzata mediante la frequenza di quadro. I punti di trigger sono rappresentati esattamente in figura 3.

Scelta della riga da visualizzare mediante trigger ritardato

Per la visualizzazione di una riga sullo schermo dell'oscilloscopio, il tempo di deflessione orizzontale dovrà essere 64 μs. In questo modo sarà però possibile visualizzare soltanto la riga che segue immediatamente l'impulso di sincronismo $f_Q/2$. Per le altre righe, la deflessione dell'oscilloscopio dovrà essere fatta scattare con un opportuno ritardo, corrispondente al tempo che intercorre tra l'impulso di sincronismo $f_Q/2$ e la riga desiderata. Volendo, per esempio, visualizzare la centesima riga, la deflessione dovrà essere ritardata di un tempo pari a 100 . 64 μs = 6,4 ms rispetto all'impulso $f_Q/2$, che appare ogni 40 ms. Questo principio di funzionamento viene denominato "trigger ritardato" ed è una funzione di cui già dispongono parecchi modelli di oscilloscopi.

L'analizzatore di riga suddivide il tempo di ritardo totale t_d di 40 ms in quattro parti. Con S1 potranno essere scelti due punti di sincronismo f_{Os} sfasati tra loro di circa 10 ms. Commutando una sola volta S1 avanti ed indietro tra le sue due posizioni, f_{Os} invertirà bruscamente la sua fase di 180 gradi (che corrispondono a 20 ms). La carica di C9 causa un errore di sincronizzazione ben definito, ed in questo modo sarà possibile il cambio del semiquadro. Per lo sfasamento di precisione viene utilizzato lo sfasatore pilotato in tensione, integrato nel TBA 920 (piedino 3). La regolazione avviene mediante il potenziometro a dieci giri P1. Un giro dell'albero di questo potenziometro corrisponderà ad 1,2 ms di ritardo, cioè a 19 righe circa. Questo potenziometro potrà anche essere del tipo a strato di carbone, con una resistenza di 10 kΩ.

Lo sfasatore, che ha anche la funzione di formare un'onda rettangolare a partire dalla tensione triangolare, funziona da comparatore (*figura 2*). Un comparatore è un amplificatore differenziale o un amplificatore operazionale che funziona al massimo del guadagno. All'ingresso non invertente è applicata una tensione continua V_{Pil} che ha, per esempio, un livello di +4,2 V.

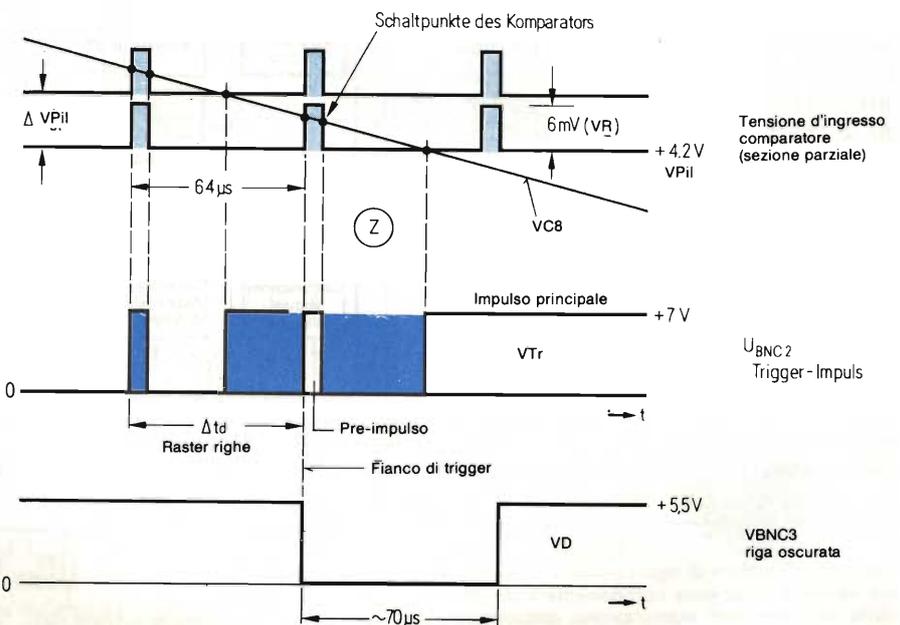
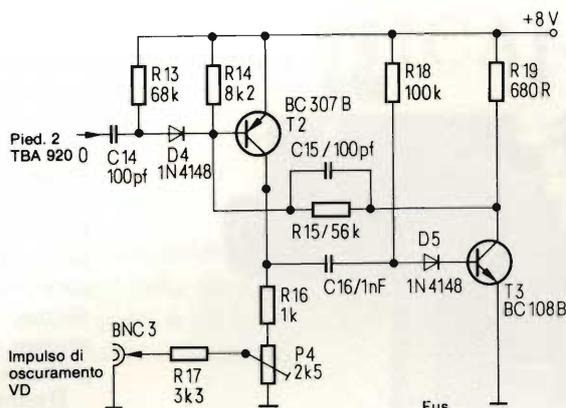



Fig. 3. Punti di trigger del comparatore. I particolari possono essere ricavati dalla figura 2.

Fig. 4. Circuito di oscuramento della riga scelta per la visualizzazione. Il monostabile formato da T2 e T3 mette a disposizione per questo scopo il segnale VD per circa 70 μs

Quando la tensione V_{C8} applicata all'ingresso invertente avrà un livello inferiore a + 4,2 V, la tensione di uscita V_{Tr} avrà un valore pressochè uguale alla tensione di alimentazione V_b. Quando la tensione ad onda triangolare supererà il livello di +4,2 V, la tensione V_{Tr} diminuirà di colpo ad un livello di circa 0 V. Variando la tensione continua, è possibile spostare l'istante di commutazione di V_{Tr} rispetto all'onda triangolare. Nel TBA 920, il comparatore regolabile opera esclusivamente in corrispondenza ai fianchi discendenti di V_{C8} ed il campo di variazione è limitato internamente (con una Vb di 8 V) tra +4,0 e +5,1 V. Con ciò sarà possibile uno spostamento del fronte di salita di V_{Tr} pari a circa il 30% (12 ms) della durata di un intero periodo (40 ms).

Il principio del comparatore può anche essere utilizzato per la predisposizione degli impulsi di trigger ritardati secondo intervalli esattamente corrispondenti all'intervallo tra due righe successive. L'ampiezza della tensione a denti di sega applicata all'ingresso invertente è pari a 2 V. Con una durata del fianco di discesa pari a 20 ms, l'intervallo comprenderà 312,5 righe. Per lo spostamento corrispondente ad una singola riga, sarà necessaria una variazione di tensione:

$$\Delta V = \frac{2\ V}{312{,}5} = 6{,}4\ mV$$

Sovrapponendo alla tensione continua gli impulsi di riga VR di circa +6 mV, prima dell'impulso principale di trigger ci sarà un pre-impulso in fase con il precedente impulso di riga (*figura 3*). Poichè l'ampiezza dell'impulso è fissata a 6 mV, potrà essere prodotto un solo pre-impulso. La distanza dell'impulso principale potrà variare entro un campo di circa 60 μs, senza influire sulla stabilità del trigger. La riga visualizzata inizierà esattamente con l'impulso di sincronismo di riga. La tensione di uscita V_{p-p} dello stadio separatore dei sincronismi del TBA 920 è di 6,5 V; C12 e C13 formano un partitore di tensione capacitivo con rapporto di circa 1000:1.

La riga scelta viene cancellata dall'immagine che compare sullo schermo del cinescopio

Per riconoscere sullo schermo video la riga presentata sullo schermo dell'oscilloscopio, un impulso di trigger fa

Fig. 5. Alimentatore stabilizzato. È necessaria una tensione stabile per non provocare uno sfasamento delle righe.

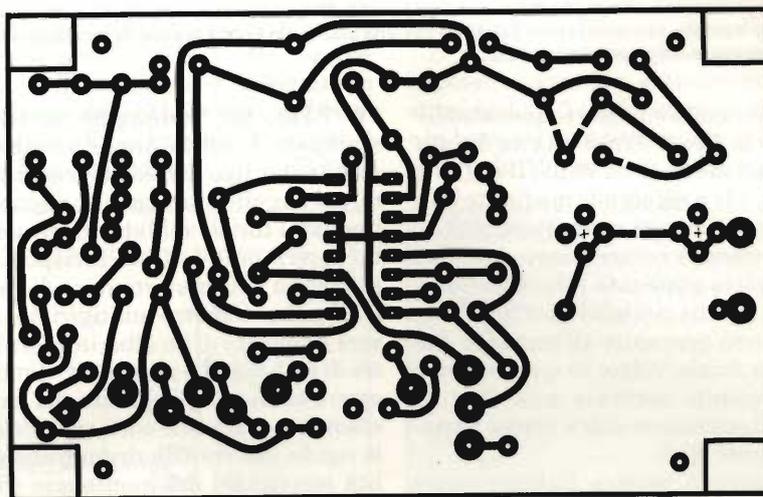
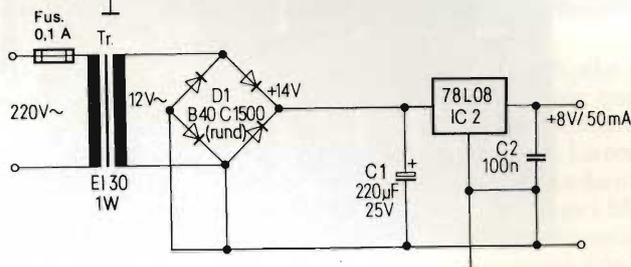



Fig. 6. Piste di rame del circuito stampato

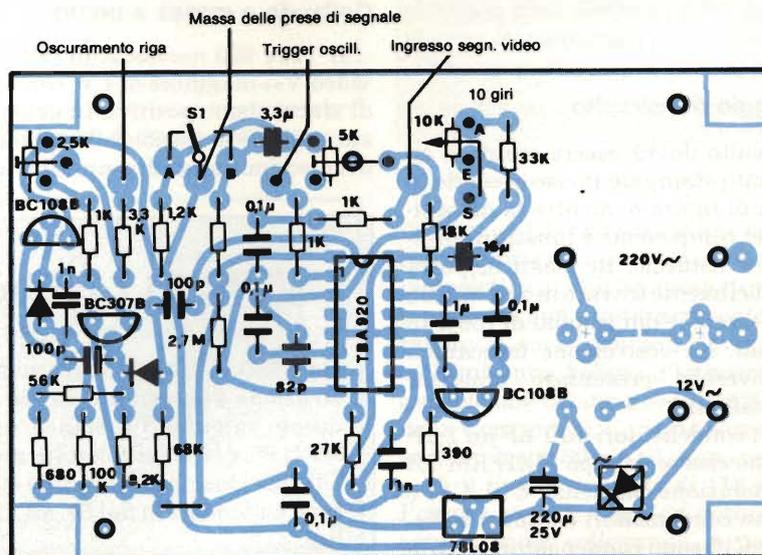



Fig. 7. Disposizione dei componenti sul circuito stampato, che comprende anche l'alimentatore

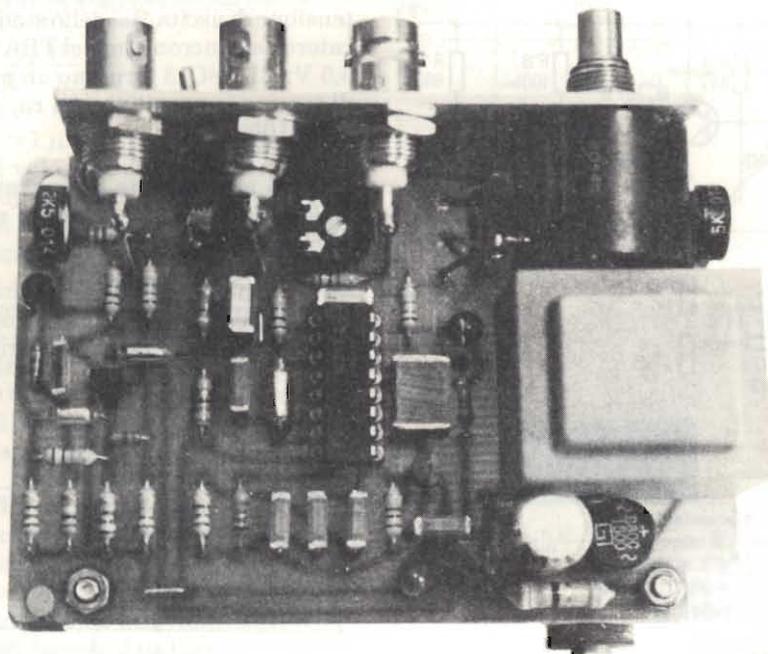



Fig. 8. L'apparecchio completamente montato su una versione provvisoria del circuito stampato. Il pannello frontale perpendicolare è unito al circuito stampato anche mediante i collegamenti alle prese di segnale ed al potenziometro.

partire un multivibratore monostabile (T2 e T3 in *figura 4*) che ha una durata di attivazione di circa 70 μs. Il segnale di uscita VD è regolabile mediante P4 e sarà disponibile al connettore BNC3. Nei televisori a colori, questo impulso dovrà essere applicato alla linea di ritardo Y, mentre nei televisori b/n, l'impulso dovrà pervenire all'ingresso dello stadio finale video: in questo modo sarà possibile oscurare una riga. Il tempo di scansione potrà essere variato mediante R18.

La *figura 5* mostra l'alimentatore adatto a questo circuito. La tensione di alimentazione V_b viene abbassata al livello di +8 V, e perciò sarà possibile impiegare un trasformatore di piccola potenza (1 W).

Montaggio del circuito

Il circuito dovrà essere montato su un circuito stampato inciso secondo lo schema di *figura 6*, mentre la disposizione dei componenti è illustrata in *figura 7*. L'astuccio, in plastica, potrà essere facilmente trovato in commercio e dovrà avere le dimensioni di 106 x 45 x 74 mm. La costruzione meccanica non dovrebbe presentare problemi troppo difficili.

Tutti i condensatori da 1 nF ad 1 μF dovranno essere del tipo MKH RM 7,5 mm (produzione Siemens); C12, C14 e C15 sono condensatori ceramici a disco; C9 e C10 sono condensatori elettrolitici al tantalio (tensione 10 V). Il trasformatore potrà essere del tipo 1W/EI30, per montaggio su circuito stampato. Poichè è anche possibile impiegare un tipo diverso di trasformatore, sul circuito stampato non sono stati previsti i fori di saldatura, che potranno essere praticati in corrispondenza ai piedini del trasformatore disponibile. Il potenziometro multigiri dovrà essere provvisto di un alberino del diametro di 6,35 mm. Le prese BNC dovranno essere saldate agli spinotti del circuito stampato mediante corti spezzoni di filo rigido, che contribuiranno alla stabilità meccanica del montaggio (*figura 8*).

Collaudo e messa a punto

Il TBA 920 necessita di un segnale video $V_{p\text{-}p}$ maggiore di 1 V, con impulsi di sincronismo positivi. In genere questo segnale è disponibile all'ingresso del discriminatore di ampiezza. L'oscilloscopio potrà ricevere il segnale Y dall'uscita del pilota video. Con il segnale di trigger disponibile alla presa BNC2 sarà possibile attivare l'oscilloscopio dall'esterno e manualmente: la polarità ed il livello di trigger sono positivi, e la base dei tempi dovrà essere regolata ad 1 ms/div. La luminosità della traccia dovrà essere portata al massimo, perchè il raggio sarà visibile per soli 64 μs durante un periodo di scansione di 40 ms. Se l'immàgine dovesse essere ancora scarsamente visibile, sarà opportuno impiegare un tubo paraluce.

Il cursore di P1 deve essere portato al punto A (finecorsa sinistro) ed S1 in posizione B (sezione dell'informazione d'immagine). Regolare poi lentamente P2 fino a quando gli impulsi di sincronismo di quadro rimarranno stabili ad una distanza di circa 5 ms dal margine sinistro dello schermo dell'oscilloscopio.

V_D (BNC3) verrà collegata come descritto in precedenza. Il funzionamento dell'analizzatore di riga potrà essere controllato osservando la riga scura che apparirà sul cinescopio del televisore. Con S1 in posizione A, è possibile esplorare il campo di commutazione del quadro, mentre nella posizione B di S1 è possibile esplorare le righe comprese entro il cerchio del monoscopio normalizzato. Una singola commutazione avanti/indietro di S1 provocherà l'avanzamento di un semiquadro, indipendentemente dalla condizione delle uscite.

I segnali contenuti nelle righe che non fanno parte dell'immagine sono particolarmente interessanti (righe di dati, righe di prova, videotesti). Sono anche interessanti alcune zone particolari del monoscopio (G-Y = 0, + V e ± U). L'analizzatore di righe si rivelerà molto utile anche in un laboratorio per la riparazione dei videoregistratori ed in sostituzione del generatore di bande colorate (utilizzando le righe di prova). ■

VTR: 117 miliardi di lire per l'Italia

Dal 1980 al 1982 il mercato italiano della televisione e della videoregistrazione è aumentato da 880 a 1.067 miliardi di lire. Alla formazione di questo valore la TV bianco/nero ha visto il suo contributo scendere dal 9% al 6% e la TV a colori ha anch'essa abbassato il tiro dall'88% all'83%. Gli spazi lasciati liberi sono stati occupati dalla videoregistrazione il cui peso è aumentato dal 3% all'11%, ossia da 26,4 miliardi a 117 miliardi di lire.

SIRENA ELETTRONICA DI POTENZA

Winfried Knobloch, Guenther Wockelmann

Questo articolo presenta un circuito per sirena elettronica che può fornire 118 dB acustici alla distanza di un metro dal trasduttore; la potenza assorbita è di soli 0,36 W: un ottimo accessorio per impianti d'allarme e simili.

L'intensità alla quale viene percepito il suono di una sirena non dipende soltanto dalla frequenza e dalla potenza, ma anche dalla larghezza di banda del segnale. I normali circuiti di pilotaggio per sirena forniscono sempre una nota modulata, mentre con questo circuito accade qualcosa di diverso. Un VCO (oscillatore pilotato in tensione) produce la nota fondamentale ad una frequenza di circa 15 kHz. Il circuito integrato CD 4060 contiene, oltre all'oscillatore, anche un divisore binario a 14 stadi, che permette successive divisioni per due della frequenza del segnale. All'ultimo piedino (3) appare infine una frequenza di circa 0,5 Hz, che è perfettamente adatta a produrre variazioni cicliche della frequenza dell'oscillatore. La combinazione del resistore da 15 kΩ con il condensatore da 2,2 μF converte il segnale ad onda rettangolare in un segnale ad onda triangolare, che viene applicato all'ingresso di pilotaggio dell'oscillatore tramite il resistore da 1 MΩ. La frequenza dell'oscillatore è determinata dal resistore da 330 kΩ e dal condensatore da 33 pF. Il segnale di uscita è disponibile ai piedini 5 e 7 e pilota il transistore di potenza BD 135, che a sua volta pilota un altoparlante; quest'ultimo dovrà essere preferibilmente del tipo a camera pressurizzata. La corrente dell'altoparlante è limitata da un resistore da 20...30 Ω, e raggiunge i 130 mA circa ad una tensione di alimentazione di 9 V. La potenza acustica misurata alla distanza di 1 metro è di circa 110 dB (A).

E' anche possibile aumentare ancora la potenza acustica, sostituendo il resistore da 4,7 kΩ collegato tra il piedino 5 e la base del transistore con un condensatore da 100 nF, e sostituendo il BD 135 con un BD 137; sarà infine necessario collegare all'uscita un altoparlante piezoelettrico. Poichè questo tipo di altoparlante non conduce corrente, in parallelo ai suoi terminali dovrà essere collegata una bobina d'induzione (per esempio una bobina tipo CSL 1213-103 J della Componex). Con una corrente assorbita di soli 30 mA, il suono raggiungerà il livello richiesto di 118 dB (A). Potenze ancora maggiori potranno essere ottenute collegando in parallelo due o più di queste sirene piezoelettriche. ■

Fig. 1. Questo semplice circuito permette di ottenere un avvisatore di allarme molto efficace.

ELENCO DEI COMPONENTI

Resistori da 0,25 W
1: 20 Ω (fino a 30 Ω)
1: 4,7 kΩ
1: 15 kΩ
1: 330 kΩ
1: 1 MΩ

Condensatori
1: 33 pF

Condensat. elettrol. da 25 V
1: 2,2 μF
(100 nF per la versione alternativa)

Semiconduttori
1: CD 4060 B
1: BD 135 (oppure BD 137)

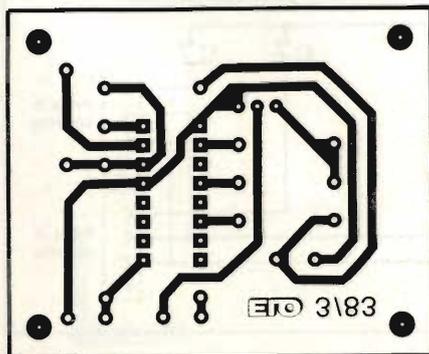



Fig. 2. Circuito stampato per la sirena elettronica

Fig. 3. Disposizione dei componenti sul circuito stampato.

SONORIZZAZIONE AUTOMATICA DEI FILM

Ulrich Huellenhagen - Terza parte

Le prime due parti di questo articolo contenevano la descrizione dei singoli blocchi funzionali. Per concludere, vengono qui analizzate le possibilità di pilotaggio dei registratori. In quest'ultimo articolo della serie è inoltre pubblicata una tabella dei collegamenti cablati.

Uscite separate per i registratori a cassette

Le uscite Q1 e Q2 del circuito logico (*figura 4*) sono predisposte per apparecchi di bassa frequenza provvisti di funzione di avviamento/arresto. Molti apparecchi non dispongono però di tale funzione: in questo caso potranno essere impiegati i circuiti disegnati nelle *figure 14* e *15*. Questi circuiti provvedono a fornire la tensione di rete all'apparecchio che di volta in volta sarà stato prescelto e che rimarrà costantemente predisposto per la riproduzione. I registratori a cassette muniti di tasti a sfioramento non sono assolutamente adatti a questo impiego, in quanto, all'inserzione della tensione di rete, i commutatori si predispongono automaticamente nella posizione iniziale. I semplici registratori equipaggiati con tasti meccanici sono invece perfettamente adatti, ed hanno inoltre un prezzo piuttosto basso. I collegamenti tra i registratori e l'interruttore elettronico di rete verranno eseguiti mediante due cavetti separati. E' stato anche progettato un circuito stampato per il circuito di *figura 14*. (Le piste di rame sono illustrate in *figura 16* e la disposizione dei componenti in *figura 17*). Le *figure 18...22* mostrano i rimanenti circuiti stampati, ciascuno con il relativo schema della disposizione dei componenti.

Dopo che i circuiti stampati saranno stati completamente montati, si passerà al montaggio meccanico, ed infine dovranno essere eseguiti anche i colle-

Tabella 2 - Collegamenti tra i connettori del circuito stampato N]. 4 ed i circuiti stampa dei LED e del preselettore.

b 2	Massa (0 V)	z 2	+12 V
b 4	Catodo di blocco dei LED	z 4	Decade -1- del display
b 6	Decade -2- del display	z 6	Decade -3- del display
b 8	Decade -4- del display	z 8	Decade -5- del display
b 10	Decade -6- del display	z 10	Segmento -a- del display
b 12	Segmento -b- del display	z 12	Segmento -c- del display
b 14	Segmento -d- del display	z 14	Segmento -e- del display
b 16	Segmento -f- del display	z 16	Segmento -g- del display
b 18	Catodo del LED "Latch ON"	z 18	Catodo del LED "Latch OFF"
b 20	Catodo del LED "ST1"	z 20	Catodo del LED "ST2"
b 22	Catodo del LED "Q1"	z 22	Catodo del LED "Q2"
b 24	Conduttore comune del preselettore -1-	z 24	Conduttore comune del preselettore -2-
b 26	Conduttore comune del preselettore -4-	z 26	Conduttore comune del preselettore -8-
b 28	Decade -1- del preselettore	z 28	Decade -2- del preselettore
b 30	Decade -3- del preselettore	z 30	Decade -4- del preselettore
b 32	Decade -5- del preselettore	z 32	Decade -6- del preselettore

Osservazioni:
1) Gli anodi di tutti i LED dovranno essere collegati a +12 V (z 2).
2) Il catodo del LED "rete" dovrà essere collegato al resistore da 680 Ω sul circuito stampato.

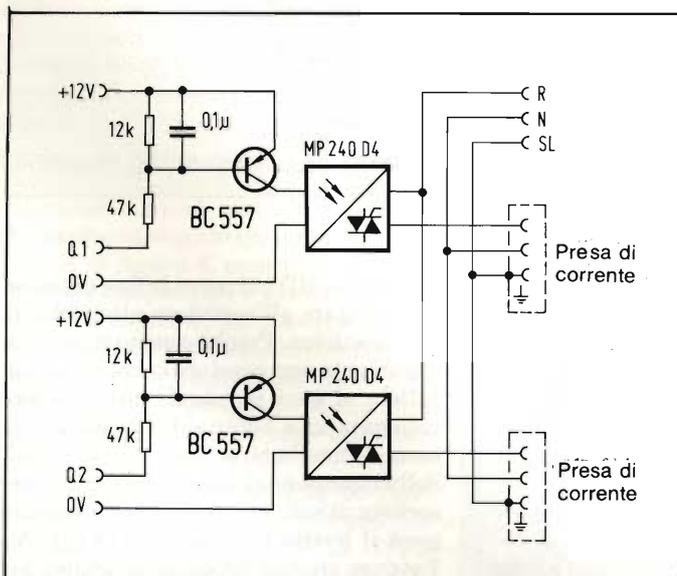



Fig. 14. Circuito di attivazione per i registratori. Tramite Q1 e Q2, la tensione di rete viene collegata al registratore che di volta in volta deve essere avviato.

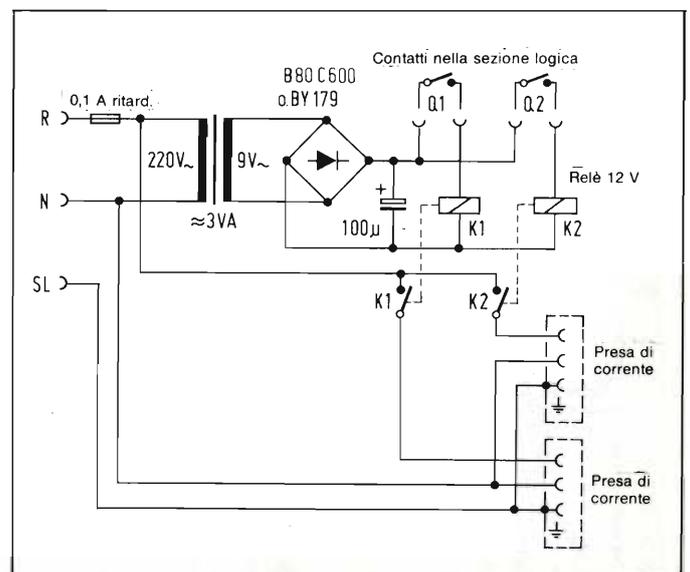



Fig. 15. Collegamento di rete per i registratori (seconda versione). In questo caso non sarà necessario un circuito stampato.

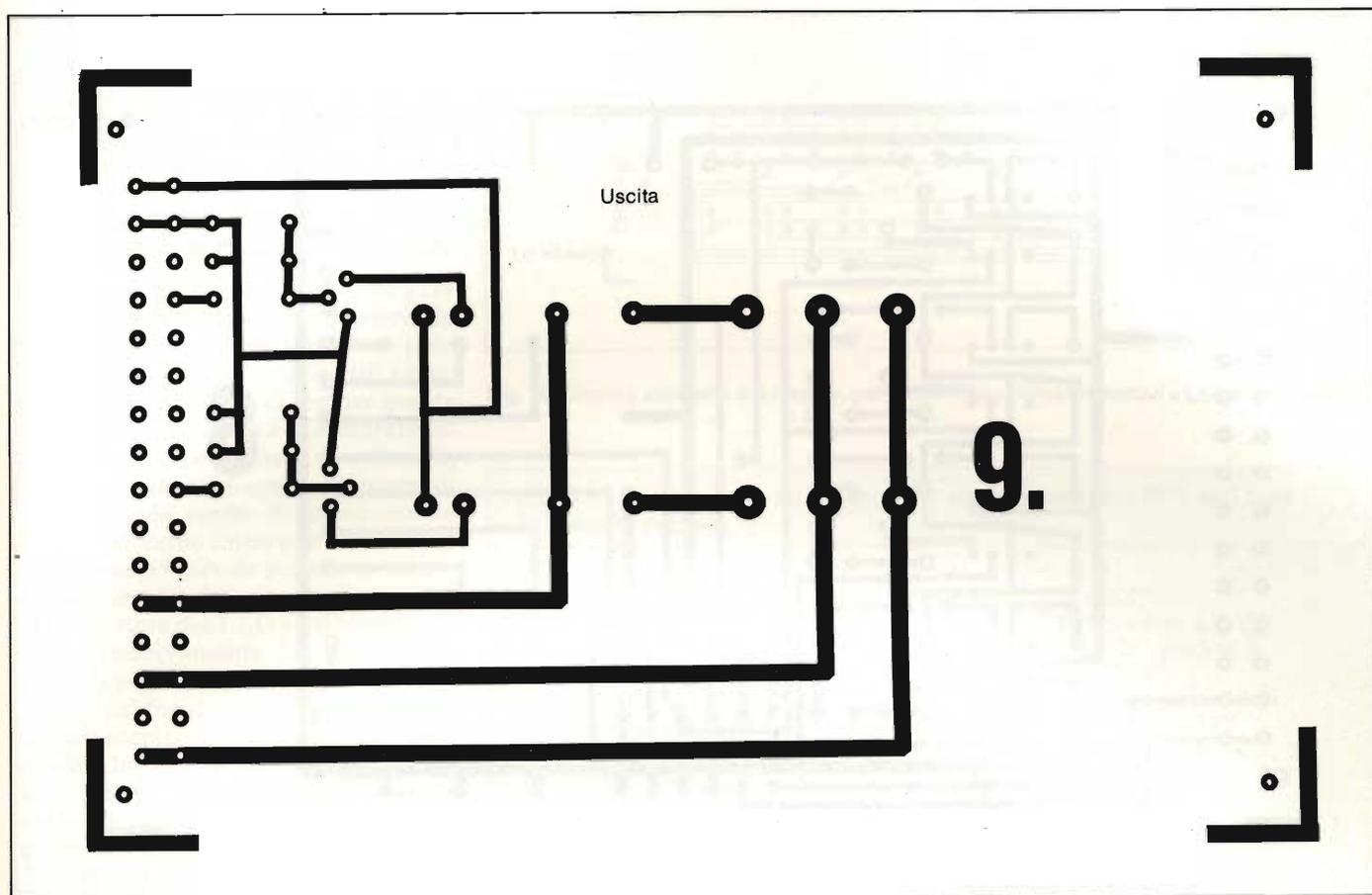



Fig. 16. Circuito stampato per il distributore della tensione di rete ai registratori, costruito secondo lo schema di figura 14.

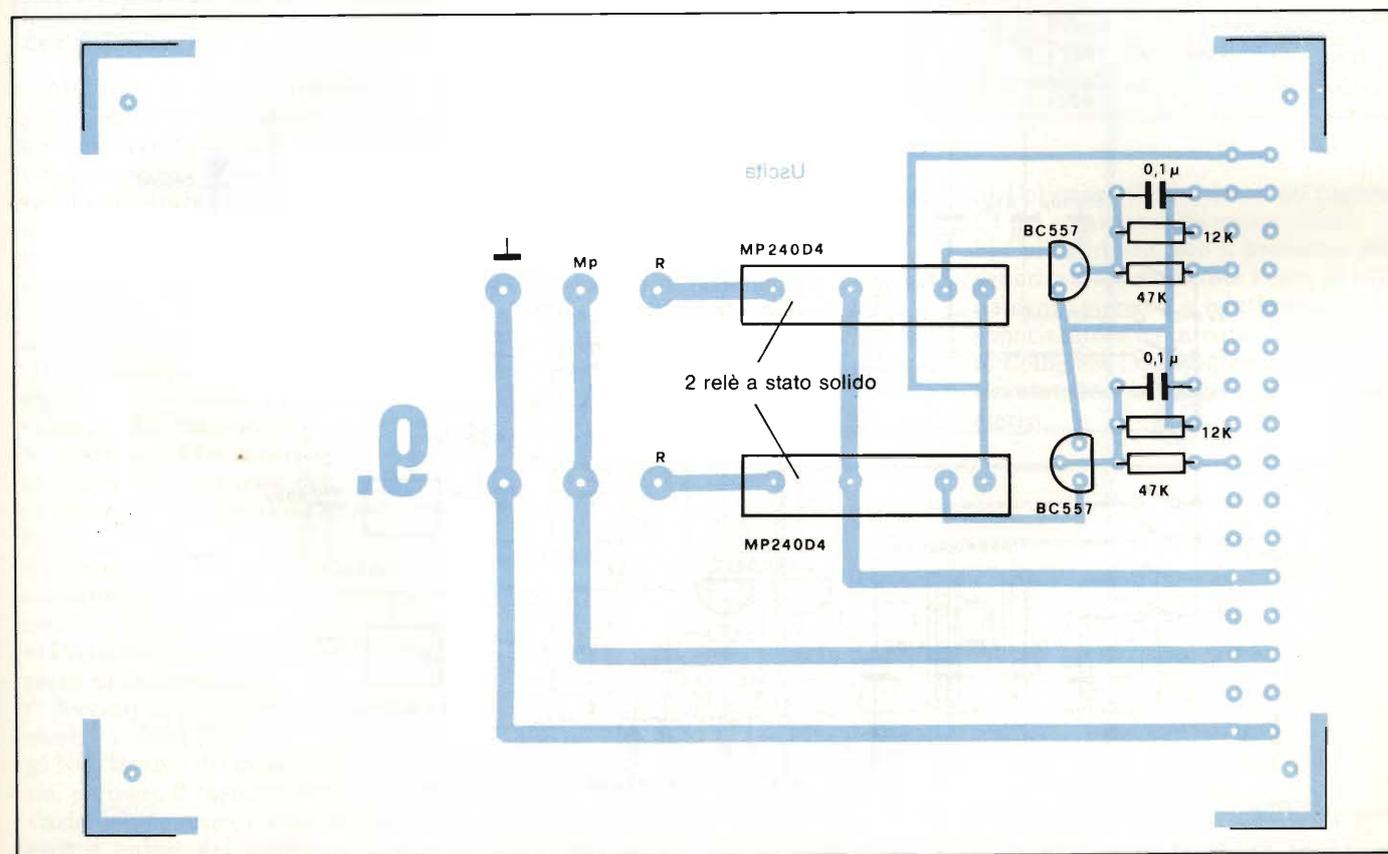



Fig. 17. Disposizione dei componenti sul circuito stampato del distributore della tensione di rete ai registratori (prima versione).

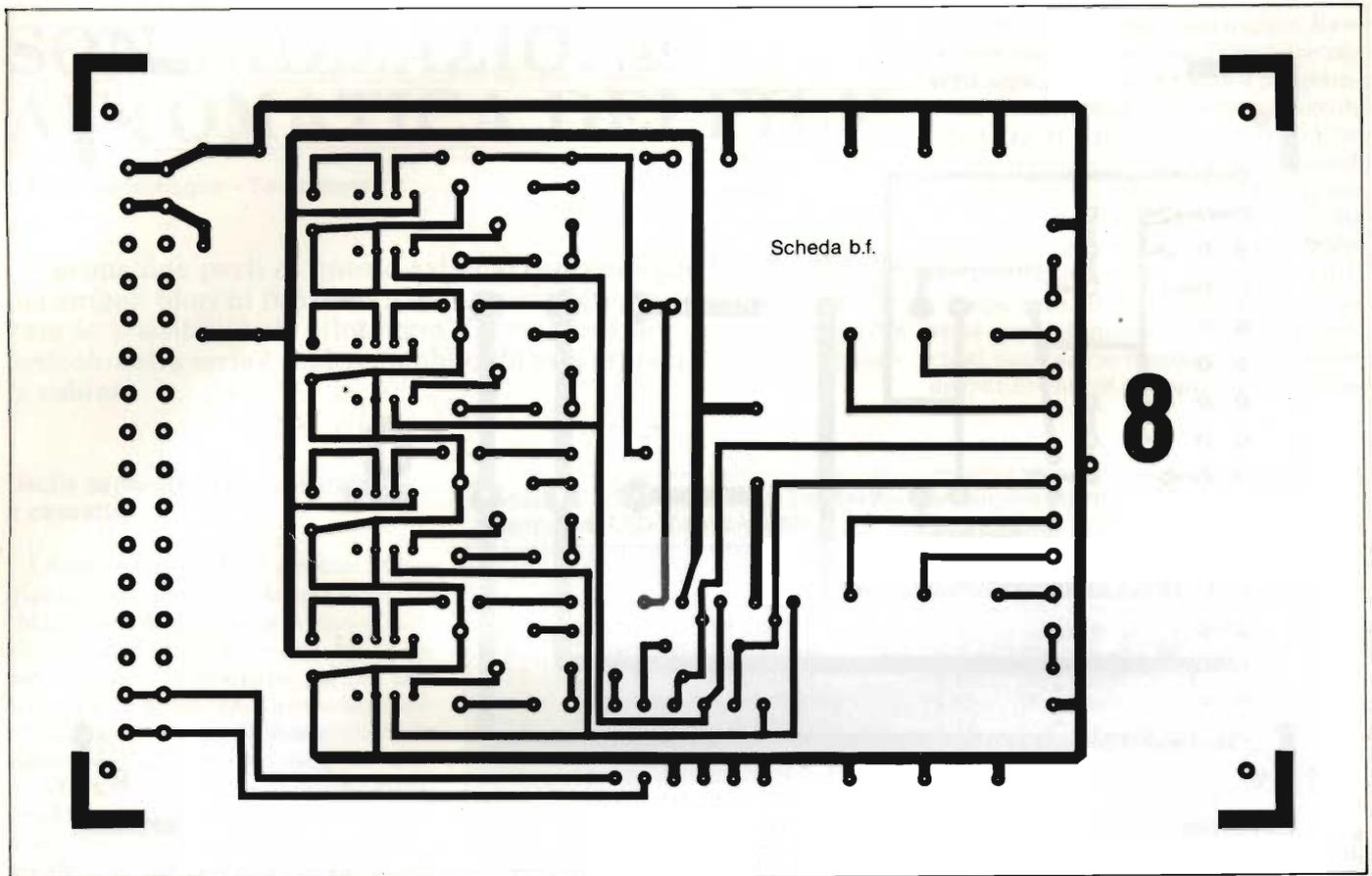



Fig. 18. Circuito stampato per la dissolvenza: preleva il segnale ad audiofrequenza dai due registratori.

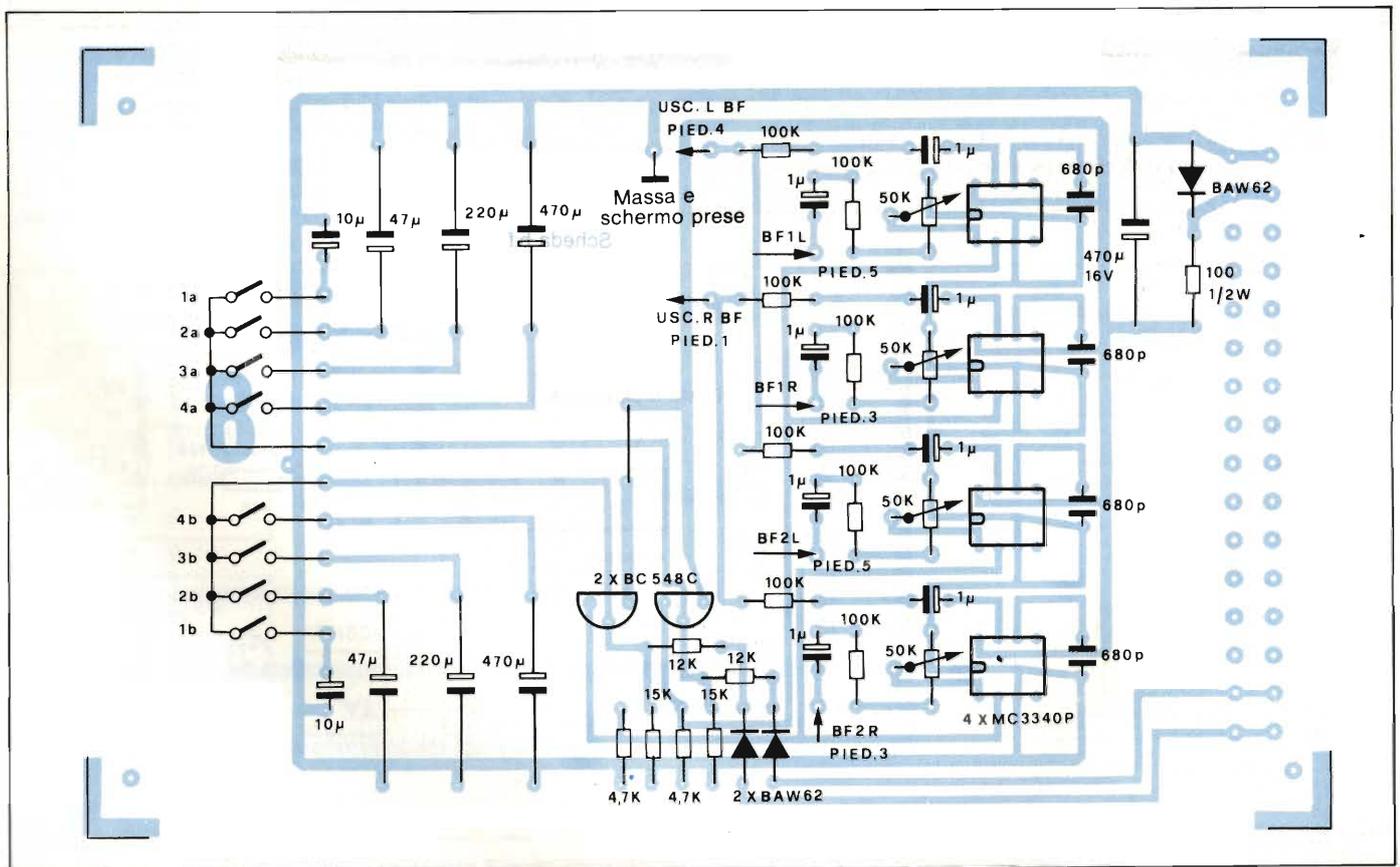



Fig. 19. Disposizione dei componenti sul circuito stampato per la dissolvenza. I dati riguardanti i commutatori (a sinistra) sono contenuti nel testo.

gamenti cablati. Allo scopo sarà utile consultare le fotografie pubblicate nella seconda parte di questo articolo, che però potranno dare soltanto un'idea approssimativa della costruzione pratica dello strumento.

Le tabelle di cablaggio diminuiscono le possibilità di errore

Il lavoro di cablaggio per collegare tra loro i diversi moduli richiederà un certo impegno e perciò sono state pubblicate alcune tabelle molto utili a questo scopo. L'impegno di seguire queste tabelle, anche se potrebbe sembrare un pò monotono, permetterà di evitare la maggior parte degli errori: la ricerca di un eventuale errore di collegamento sull'apparecchio finito potrebbe infatti causare una notevole perdita di tempo. Le *tabelle 2* e *3* elencano i collegamenti al connettore dei LED e del preselettore, e rispettivamente dei tasti e delle prese di segnale.

Per il cablaggio dei collegamenti tra i circuiti stampati, sarà necessario consultare la *tabella 4*. L'enumerazione dei collegamenti sulle tabelle è stata preferita perchè è più semplice da seguire rispetto ad uno schema disegnato dei cablaggi, e l'esperienza dimostra che l'incidenza degli errori è percentualmente molto più bassa.

Utilizzazione pratica dell'apparecchio

All'inizio di questo articolo è stato già spiegato brevemente come funziona l'apparecchio. Solo l'esperienza pratica permetterà di usare con la necessaria disinvoltura il sonorizzatore automatico. Perciò è bene elencare in modo "telegrafico" la sequenza delle varie operazioni:

1. Preparazione del film

a) Collegare il proiettore all'ingresso CI (ingresso di clock) sul sonorizzatore automatico (impulsi di conteggio provenienti dall'otturatore).

b) Disporre il film in corrispondenza al contrassegno di partenza

c) Accendere il sonorizzatore automatico

d) Premere il tasto "CC" (azzeramento contatore): sul display appariranno sei zeri.

e) Premere il tasto "Latch OFF" (esclusione della memoria).

f) Avviare il proiettore. Il display inizierà il conteggio.

g) Nell'istante del cambiamento di scena, premere il tasto "Latch ON" (attivazione memoria); il display memorizzerà il valore del conteggio a questo istante: prendere nota del numero indicato.

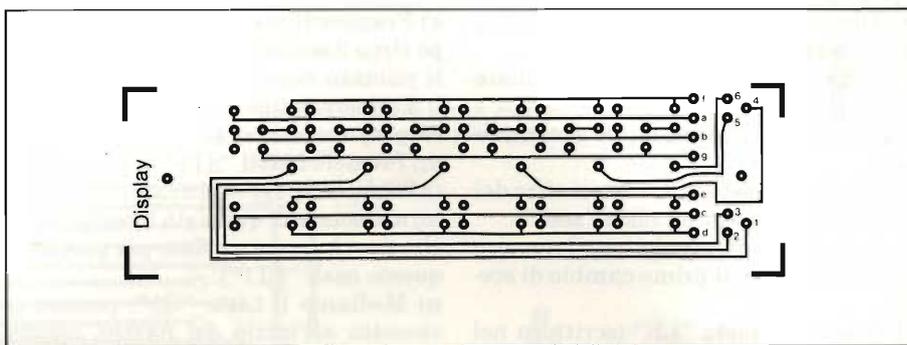



Fig. 20. Circuito stampato del display, per il montaggio dei sei indicatori a LED a sette segmenti.

Tabella 3 - Cablaggio tra i connettori del circuito stampato N° 7 ed i tasti e le prese di segnale

b 2	Massa (0 V)	z	+ 12 V
b 4	Tasto "Q1" (l'altro terminale a 0 V)	z 4	Tasto "Q2" (l'altro piedino a 0 V)
b 6	Presa "CI" - piedino 1	z 6	Presa "CI", piedino 3
b 8	Tasto "ST1" (l'altro terminale a 0 V)	z 8	Tasto "ST2" (l'altro piedino a +12 V)
b 10	Tasto "Latch ON" (l'altro terminale a 0 V)	z 10	Tasto "Latch OFF" (l'altro piedino a +12 V)
b 12	Presa "Q1", piedino 1	z 12	Presa "Q1", piedino 2
b 14	Presa "Q1", piedino 3	z 14	Libero
b 16	Libero	z 16	Libero
b 18	Libero	z 18	Tasto "CC" (l'altro piedino a +12 V)
b 20	Tasto "INH" (l'altro piedino a +12 V)	z 20	Libero
b 22	Libero	z 22	Libero
b 24	Libero	z 24	Tasto "LC" (l'altro piedino a 0 V)
b 26	Tasto "LR" (l'altro piedino a 0 V)	z 26	Presa "Q2", piedino 1
b 28	Presa "Q2", piedino 2	z 28	Presa "Q2", piedino 3
b 30	Libero	z 30	Libero
b 32	Libero	z 32	Libero

h) Premere il tasto "Latch OFF". Il display proseguirà il conteggio dell'avanzamento del film.

i) Ripetere l'azione spiegata nei punti g) ed h), finchè l'intero film sarà suddiviso in singole scene.

k) Arrestare il proiettore e spegnere il sonorizzatore.

2. Sonorizzazione del film

a) Collegare il proiettore all'ingresso CI del sonorizzatore automatico.

b) Collegare tra loro il proiettore ed il sonorizzatore mediante i cavi di collegamento stereo. La relativa uscita del sonorizzatore è marcata "usc. b.f.".

c) Collegare i due registratori al sonorizzatore mediante gli appositi cavetti stereo.

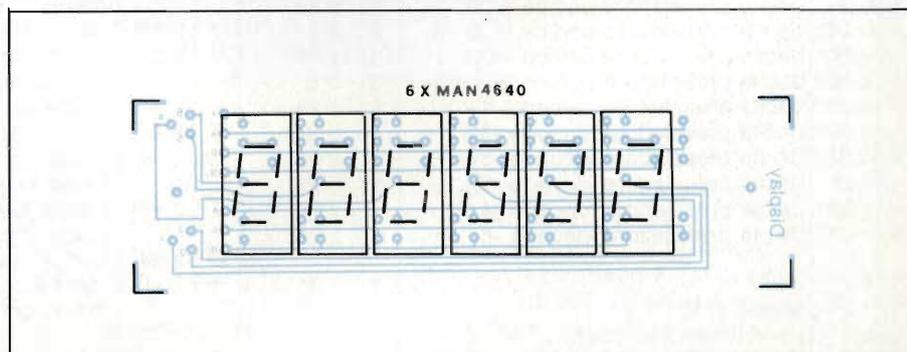



Fig. 21. Disposizione dei componenti sul circuito stampato del display. Questo c.s. dovrà essere collegato ai connettori del sistema con l'aiuto di un circuito stampato appositamente predisposto (figura 22).

d) Disporre il film in corrispondenza del contrassegno di partenza.
e) Commutare il proiettore in posizione "registrazione"
f) Accendere il sonorizzatore automatico.
g) Premere il tasto "CC": le sei cifre del display indicheranno tutte "zero".
h) Impostare sul preselettore il numero corrispondente al primo cambio di scena.
i) Premere il tasto "LR" (scrittura nel registro).
k) Premere il tasto "INH" (blocco): dopo circa 3 secondi non sarà più possibile pilotare nessuna uscita.
l) Premere il tasto "Latch OFF" ed il display verrà liberato.
m) Premere i tasti "ST1" oppure "ST2" (avviamento dei registratori a cassette) a seconda di quale sia il registratore che dovrà essere avviato per primo (in questo caso "ST1").
n) Mediante il tasto "Q1", portare la cassetta all'inizio del nastro, oppure cambiare la cassetta.
o) Avviare il proiettore. Quando le cifre impostate sul preselettore e quelle visualizzate dal display coincideranno, verrà attivato il registratore "Q1".
p) Impostare sul preselettore la cifra corrispondente al successivo cambio di scena.
q) Premere il tasto "LR": quando le cifre del preselettore e del display saranno uguali tra loro, verrà avviato il registratore "2". Al completamento della dissolvenza, il registratore "1" si arresterà automaticamente.

Tabella 4 - Piano di cablaggio tra i diversi connettori

Da			A	
C.S. N°	Piedino	Designazione	C.S. N°	Piedino
1	b/z 2	massa (0 V)	2	z 4
1	b/z 4	+12 V	2	b/z 2
1	b 14	Ingresso 220 V ~ (fase)	-	-
1	b 18	Ingresso conduttore di terra (SL)	9*	b/z 32
1	b 22	Ingresso 220 V ~ (neutro)	-	-
1	b 28	Uscita 220 V ~ (fase) tramite fusibile	9*	b/z 24
1	b 32	Uscita 220 V ~ (neutro)	9*	b/z 28
		* Solo se viene usato il c.s. No 9		
2	b/z 2	+12 V	4	z 2
2	z 4	Massa (0 V)	4	b 2
2	b 26	Uscita equalizz. A = B	5	b 4
3	b 2	Uscita segmento -a- del display	4	z 10
3	b 4	Uscita segmento -b- del display	4	b 12
3	b 10	Uscita segmento -d- del display	4	b 14
3	b 12	Uscita segmento -f- del display	4	b 16
3	z 8	Uscita segmento -c- del display	4	z 12
3	z 10	Uscita segmento -e- del display	4	z 14
3	z 12	Uscita segmento -g- del display	4	z 16
3	z 28	Uscita display, decade -5-	4	z 8
3	b 30	Uscita display, decade -3-	4	z 6
3	b 32	Uscita display, decade -1-	4	z 4
3	z 28	Uscita display, decade -6-	4	b 10
3	z 30	Uscita display, decade -4-	4	b 8
3	z 32	Uscita display, decade -2-	4	b 6
4	b 2	Massa (0 V)	5	z 2
4	z 2	+12 V	5	b 2
4	b 24	Uscita preselettore codice BCD -1-	3	b 18
4	b 26	Uscita preselettore codice BCD -4-	3	z 6
4	z 24	Uscita preselettore codice BCD -2-	3	z 18
4	z 26	Uscita preselettore codice BCD -8-	3	b 6
4	b 28	Uscita preselettore, decade -1-	3	z 26
4	b 30	Uscita preselettore, decade -3-	3	b 24
4	b 32	Uscita preselettore, decade -5-	3	b 22
4	z 28	Uscita preselettore, decade -2-	3	b 26
4	z 30	Uscita preselettore, decade -4-	3	z 24
4	z 32	Uscita preselettore, decade -6-	3	z 22
5	b 2	+12 V	7	z 2
5	z 2	Massa (0 V)	7	b 2
5	b 6	Uscita memoria (latch)	2	b 6
5	b 8	Uscita LED memoria (Latch OFF) -esclusa-	4	z 18
5	b 10	Uscita LED memoria (Latch ON) -attivo-	4	b 18

Da			A	
C.S. N°	Piedino	Designazione	C.S. N°	Piedino
5	b 16	Uscita impulsi di conteggio (Count)	2	b 4
5	b 22	Uscita carico registro (Load register)	2	b 24
5	b 28	Anodo LED barriera fotoelettr. otturatore	7	z 6
5	b 30	Collett. barriera fotoelettr. otturatore	7	b 6
5	b 32	Uscita pilotaggio relè	2	b 16
5	z 14	Uscita cancellazione (Clear)	2	b 20
5	z 32	Uscita predisposiz. contatore (Load counter)	2	b 22
6	b 2	Uscita LED "Q1"	4	b 22
6	b 6	Contatto n.c. relè 1	7	b 12
6	b 8	Contatto centrale relè 1	7	z 12
6	b 10	Uscita LED "Q2" 4		
6	b 12	Uscita LED "INH" (blocco)	4	b 4
6	b 20	Sovrapposiz. impulsi NF2 8	b	30
6	b 22	Uscita LED "ST2"	4	z 20
6	b 24	Uscita LED "ST1"	4	b 20
6	z 2	Contatto n.a. relè 1	7	b 14
6	z 10	Contatto n.a. relè 2	7	z 28
6	z 14	Contatto n.c. relè 2	7	z 26
6	z 18	Contatto centrale relè 2	7	b 28
6	z 20	Sovrapposizione impulsi NF1	8	b 32
7	b 2	Massa (0 V)	8	b/z 2
7	z 2	+12 V	8	b/z 4
7	b 4	Uscita tasto "Q1"	6	z 6
7	b 8	Uscita tasto "ST1"	6	z 16
7	b 10	Uscita tasto "Latch ON" (carico memoria	6	z 4
7	b 20	Uscita tasto "INH" (blocco)	6	z 22
7	b 26	Uscita tasto "LR" (carico registro)	6	b 26
7	z 4	Uscita tasto "Q2"	6	b 18
7	b 8	Uscita tasto "ST2"	6	b 16
7	z 10	Uscita tasto "Latch OFF (scarico memoria)	6	b 4
7	z 18	Uscita tasto "CC" (cancellaz. contatore)	6	b 14
7	z 24	Uscita tasto "LC" (carico contatore)	5*	b 32
		* = E' già previsto un filo		
9	b/z	2 Massa (0 V) Solo sè è stato	8	b/z 2
9	b/z	4 +12 V previsto il montaggio	8	b/z 4
9	b 8	Uscita Q1, 220 V ~ della scheda No 9	7	b 4
9	b 18	Uscita Q2, 220 V ~	7	z 4

Fig. 22. Circuito stampato di collegamento, che serve a facilitare il montaggio meccanico.

r) Con il tasto "Q1" portare il nastro al nuovo punto di partenza, oppure cambiare la cassetta.
s) Ripetere le operazioni elencate nei punti q)..r), finchè l'intero film sarà sonorizzato.

Possono essere sonorizzate anche parti di film

Se dovesse essere nuovamente sonorizzata solo una parte del film, sarà possibile portare il film fino alla posizione d'inizio della parte da rielaborare. Il preselettore dovrà essere predisposto al giusto numero (che potrà essere ricavato da precedenti appunti oppure nuovamente determinato); premere infine il tasto "LC" (scrittura nel contatore): sul display apparirà la cifra predisposta con il preselettore. Avviando il proiettore, il circuito inizierà il conteggio a partire da questo numero.

Con questo apparecchio potranno essere sonorizzate anche videocassette. Sarà sufficiente prelevare dal registratore video un segnale di sincronismo da applicare all'ingresso "CI". Per queste esigenze sarà opportuno effettuare i seguenti collegamenti:
Piedino 2 = massa
Piedino 1 = segnale di sincronismo con impulsi di ampiezza pari a 10...12 V. Il resistore da 6,8 kΩ collegato all'ingresso dovrà essere smontato.

La Sony investe nel videotex

La Sony attualmente produce 250.000 videoregistratori al mese, rispetto ai circa 200.000 d'inizio anno. La buona accoglienza riservata al modello Beta-hifi e la ripresa nella domanda di modelli tradizionali potrebbero indurre la Sony ad un ulteriore ritocco nei livelli produttivi, confortata in questo anche dai favorevoli dati sulle vendite e le esportazioni di VTR nei primi cinque mesi dell'anno. In tale periodo il Giappone ha esportato 4,932 milioni di apparecchi (+28% rispetto allo stesso periodo nel 1982) a fronte di una produzione di complessivi 6,117 milioni di unità. La Sony ha inoltre deciso di cimentarsi nello sviluppo di applicazioni videotex, usufruendo della collaborazione della Japan Cable Television. Le due società hanno convenuto di progettare un sistema, denominato MICS (Multiple Information Channel Services), capace di trasmettere notiziari informativi di carattere generale e per utenza gestionale. Il MICS utilizzerà lo standard americano MAPLPS allo scopo di accedere successivamente ai mercati videotex statunitensi e canadese. Le due società hanno inoltre in programma l'introduzione di una versione di terminale per il mercato europeo. La Sony è attualmente il maggiore fornitore di terminali videotex di tipo Prestel per il mercato inglese con una quota valutata nel 44%.

Per ripetitori/trasmettitori TV in banda III VHF

AMPLIFICATORE LINEARE A LARGA BANDA DA 40 W

a cura della Redazione

Si tratta di un amplificatore lineare a larga banda particolarmente adatto ad essere impiegato nei ripetitori/trasmettitori TV lavoranti nella banda III VHF (170-230 MHz). La potenza d'uscita è 40 W. Il transistore impiegato è il BLV 33.

Per aumentare la potenza di uscita di amplificatori a radiofrequenza impiegati sia come pilota sia come stadi finali di trasmettitori per ripetitori TV è ormai diventata prassi comune far lavorare in parallelo due amplificatori strutturati alla stessa maniera impieganti lo stesso transistore. L'adattamento degli ingressi e delle uscite dei due amplificatori è realizzato normalmente ad opera di convenzionali accoppiatori ibridi 3 dB — 90°. Questi accoppiatori ibridi, oltre a consentire di poter disporre di una potenza d'uscita notevole, provvedono anche ad assorbire le perdite introdotte da un eventuale disadattamento. In pratica, infatti, questi accoppiatori, H1 e H2 in *figura 1*, riducono di 20 dB le perdite di ritorno suddette. La potenza riflessa prodotta dal disadattamento viene infatti assorbita dal resistore di terminazione da 50 Ω applicato al "porto" isolato (R1 e R2) in *figura 1* dell'accoppiatore stesso.

Questo amplificatore è a larga ban-

Fig. 1 - Schema elettrico dell'amplificatore per trasmettitori/ripetitori TV (banda III VHF) realizzato con due transistori BLV33.

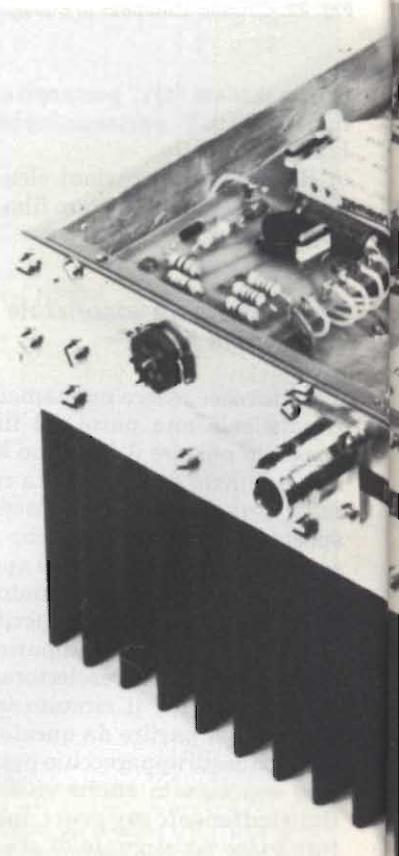
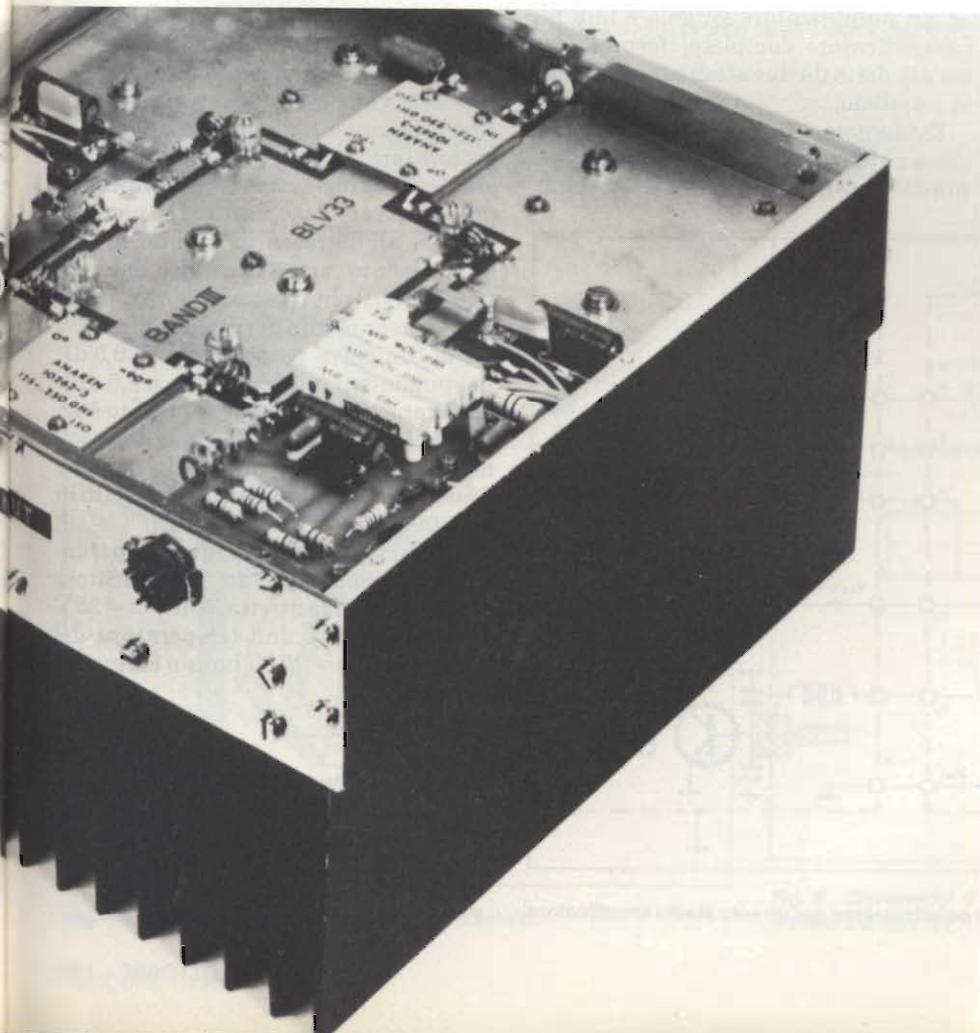
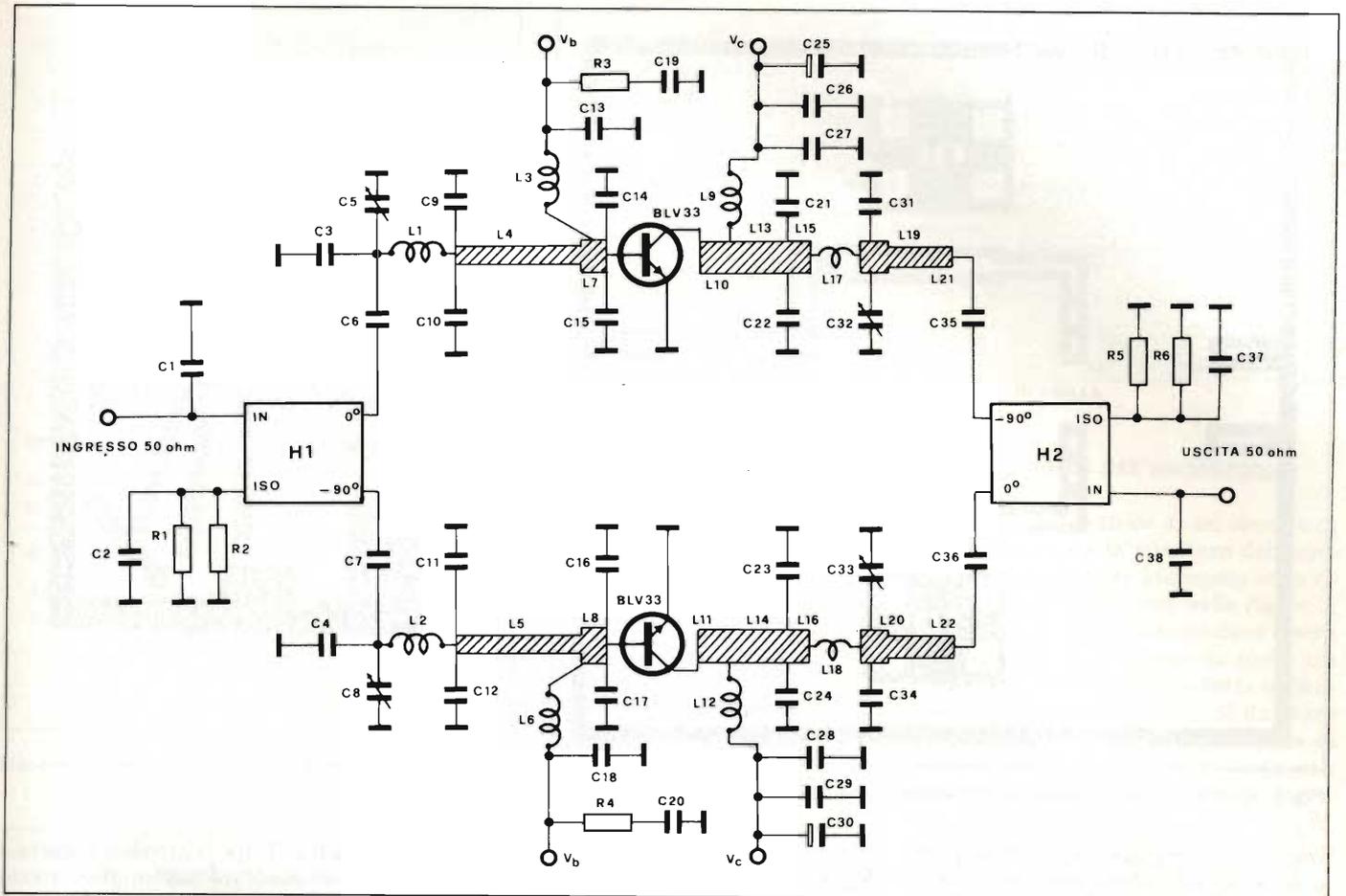



Tabella 1 - Guadagno, impedenze d'ingresso e d'uscita in un ramo dell'amplificatore lavorante in classe A con V_{CE} 25 V, I_C 3,25 A.

Frequenza (MHz)	Guadagno (dB)	Impedenza d'ingresso (Ω	Impedenza di carico (Ω)
174	11,3	0,68 + j 1,20	2,70 + j 1,19
202	10,1	0,68 + j 1,43	2,30 + j 0,87
230	9,08	0,68 + j 1,64	1,99 + j 0,52

Tabella 2 - Caratteristiche principali dell'amplificatore.

Frequenza di lavoro	*170 ... 230 MHz*
Potenza di uscita (picco sincronismo)	*40 W*
Distorsione per intermodulazione	*- 56 dB*
Modulazione incrociata	*6 ... 7,5%*
Guadagno alla potenza di uscita di 40 W	*8,5 dB ± 0,1 dB*
ROS all'ingresso e all'uscita	*1,2*
Temperatura ambiente	*25 °C*
Temperatura radiatore	*65 °C*
Temperatura del contenitore del transistore	*85 °C*

da, e cioè capace di amplificare tutte le emittenti TV lavoranti nella banda III (170 ... 230 MHz). I due transistori lavorano in classe A. La polarizzazione richiesta viene applicata a ciascun transistore mediante apposito circuito di polarizzazione. Il funzionamento di ciascun stadio amplificatore è lineare entro tutta la banda amplificata.

I transistori impiegati sono il tipo BLV33. Questo transistore può lavorare in classe A, e pertanto avere un funzionamento lineare, qualora tra emettitore e collettore (V_{CE}) sia applicata una tensione di 25 V e venga polarizzato in maniera di avere una corrente di collettore (I_C) pari a 3,25 A. In queste condizioni sono stati calcolati e misurati, per tre differenti valori di frequenze, il *guadagno* e le *impedenze* rispettivamente *d'ingresso* e di *uscita*. Tali valori si trovano nella *tabella 1*. Da notare che le

Prototipo dell'amplificatore lineare a larga banda realizzato con due transistori BLV33. L'amplificatore può essere impiegato come pilota o come amplificatore finale nella banda VHF (170-230 MHz). La potenza d'uscita (picco di sincronismo) è 40 W.

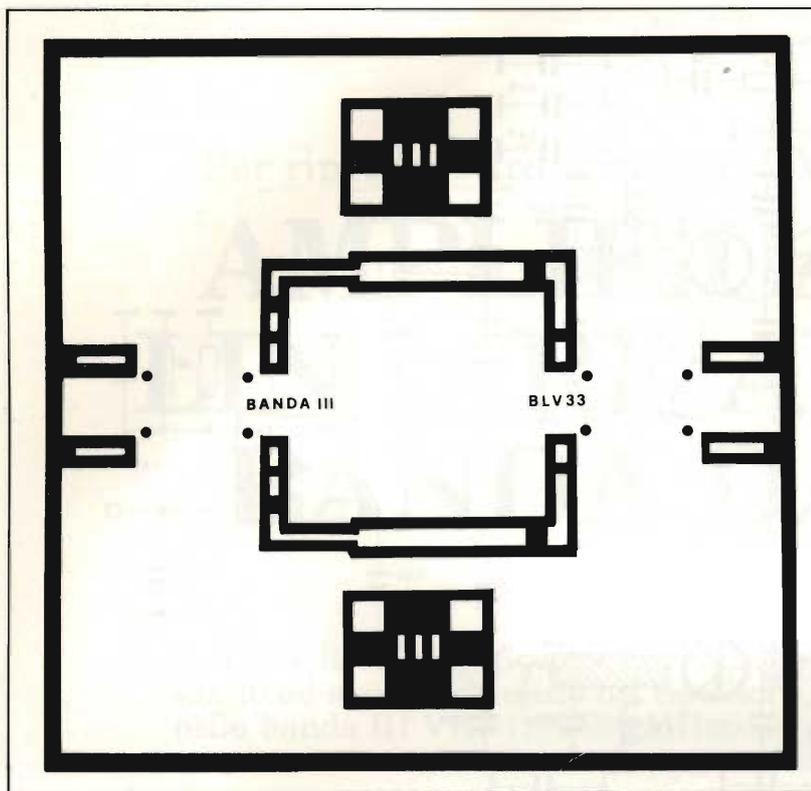



Fig. 2 - Configurazione del rame del circuito stampato dell'amplificatore. Scala 2 : 1.

55 mm
72mm

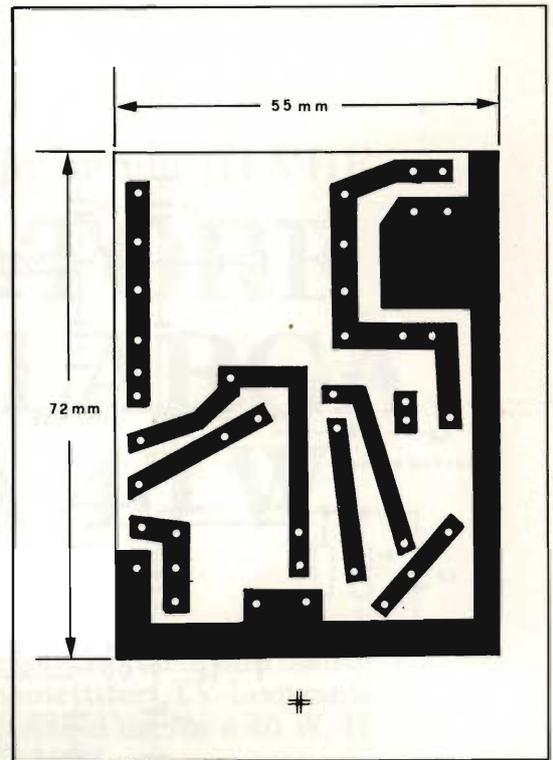



Fig. 4 - Circuito stampato per la sorgente della tensione di polarizzazione.

impedenze rispettivamente d'ingresso e di uscita (di carico) sono formate da una componente reale e da una componente immaginaria.

Il progetto di un solo amplificatore è stato realizzato mediante computer (progetto CAD; CAD = Computer Aided Design).

Il guadagno ottenuto era 9,1 dB ±0,1 dB e i rapporti di onda stazionaria (ROS), pari a 4,3 alla frequenza di 170 MHz, 2,78 a 202 MHz e 1,18 a 230 MHz. Questi valori, ripetiamo, si riferiscono ad un amplificatore singolo e non all'amplificatore completo, formato come già detto da due stadi amplificatori in parallelo.

Evidentemente per avere una maggiore potenza d'uscita, occorrerà, come già detto, collegare in parallelo due amplificatori siffatti. Il problema allora è quello di adattare nel miglior modo possibile i circuiti rispettivamente d'ingresso e di uscita dei due stadi singoli collegati in parallelo in maniera di avere un ROS (Rapporto Onda Stazionaria) con valore più basso possibile e cioè inferiore a 1,2. L'impiego di accoppiatori ibridi (3 dB —90°) risolve come già detto egregiamente questo problema. In questo caso, infatti, la potenza riflessa all'ingresso in seguito al disadattamento, viene assorbita dal resistore da 50 Ω che adatta il "porto" isolato". L'inserimento dei due accoppiatori ibridi comporta però un calo di 0,5 dB nel guadagno (da 9 si passa a 8,5 dB).

Il transistore BLV 33 impiegato è un dispositivo facilmente reperibile sul mercato in quanto ormai, da qualche anno, viene normalmente impiegato in questa classe di amplificatori.

I parametri principali di questo transistore misurati in un amplificatore singolo, a banda stretta, con V_{CE} = 25 V e I_C = 3,25 A e una temperatura del radiatore T_{rad} = 70 °C hanno i seguenti valori:

frequenza della portante video	224,25 MHz:
potenza di uscita (picco sincronismo)	22,9 W:
prodotti di intermodulazione	— 55 dB:
guadagno	9,3 dB:

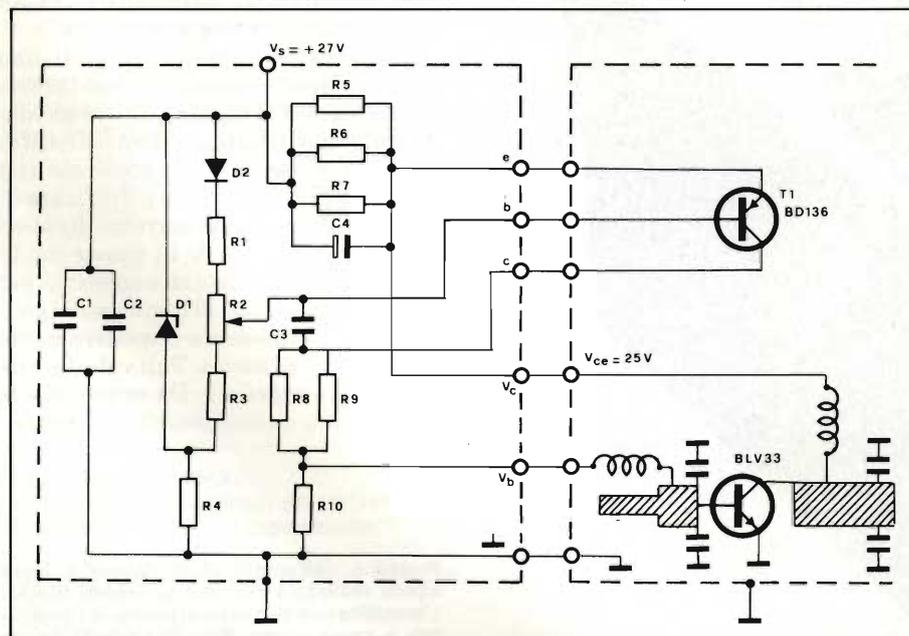



Fig. 3 - Schema del generatore della tensione di polarizzazione per un solo stadio amplificatore.

Elenco dei componenti dell'amplificatore

Condensatori

C1 = C38 = 1,5 pF, condensatore (chip)
C2 = C3 = C4 = C37 = 5,6 pF, condensatore (chip)
C5 = C8 = C32 = C33 = 1,8 ... 10 pF, trimmer con dielettrico a film
C6 = C7 = C35 = C36 = 220 pF, condensatore (chip)
C9 = C10 = C11 = C12 = 18 pF, condensatore (chip)
C13 = C18 = C27 = C28 = 1000 pF, condensatore (chip)
C14 = C15 = C16 = C17 = 100 pF, condensatore (chip)
C19 = C20 = C26 = C29 = 330 nF, condensatore a film metalizzato
C21 = C23 = 68 pF, condensatore (chip)
C22 = C24 = 56 pF, condensatore (chip)
C25 = C30 = 10 μF (40 V) condensatore elettrolitico
C31 = C34 = 22 pF, condensatore (chip)
(I chip sono il tipo ATC 100 B - C - MSX - 500)

Resistori

R1 = R2 = R5 = R6 = 100 Ω, resistori di potenza a strato metallico
R3 = R4 = 10 Ω, resistore a carbone

Accoppiatori

H1 = H2 = accoppiatore ibrido 3 dB - 90° nr. 10262 - 3; frequenze di lavoro 125 - 250 MHz; Anaren Microwave Inc. (Rappresentata in Italia da Microelit - ing. Schiavello Tel. 4695337

Induttanze

L1 = L2 = 25 nH, 2 spire di filo di rame smaltato da 1 mm; diametro interno = 5 mm; lunghezza = 5 mm; terminali 2 x 3 mm
L3 = L6 = 90 nH, 5 spire di filo di rame smaltato da 1 mm avvolte strettamente; diametro interno = 4,5 mm, terminali 2 x 9 mm
L4 = L5 = stripline 60 Ω, larghezza = 2 mm; lunghezza = 30 mm
L7 = L8 = stripline 30 Ω, larghezza = 6 mm; lunghezza = 11 mm
L9 = L12 = 20 nH, striscia di rame da 1 mm; lunghezza = 17 mm; larghezza = 4 mm; altezza 5 mm
L10 = L11 = stripline 30 Ω; lunghezza = 8 mm
L13 = L14 = stripline 30Ω; larghezza = 6 mm; lunghezza = 14 mm
L15 = L16 = stripline 30 Ω; larghezza = 6 mm, lunghezza = 4 mm
L17 = L18 = 22 nH, 2 spire di filo di rame smaltato da 1,5 mm, avvolte strettamente; diametro interno = 4,5 mm; terminali 2 x 3 mm
L19 = L20 = stripline 30 Ω; larghezza = 6 mm; lunghezza = 6 mm
L21 = L22 = stripline 50 Ω; larghezza = 3 mm; lunghezza = 15 mm

N.B. Le stripline sono ricavate sul rame superiore di una piastra di circuito stampato in fibra di vetro epossidica a doppio rivestimento in rame. Dielettrico della piastra: $\varepsilon_r = 4,5$

Elenco dei componenti del generatore della tensione di polarizzazione

R1 = 150 Ω, resistore a carbone
R2 = 100 Ω, trimmer potenziometrico
R3 = 10 Ω, resistore a carbone
R4 = 1000 Ω, resistore a carbone
R5 = R6 = R7 = 1,8 Ω, resistore rettangolare a filo
R8 = R9 = 180 Ω, resistore a carbone
R10 = 33 Ω, resistore a carbone
C1 = C3 = 100 nF, condensatore a film metallizzato
C2 = 100 pF, condensatore ceramico
C4 = 10 μF, 40 V, condensatore elettrolitico
D1 = BZY 88 (3V3)
D2 = BY 206
T1 = BD 136

Messa a punto dell'amplificatore

Lo schema elettrico di un circuito di polarizzazione e la struttura del rame del relativo circuito stampato sono riportate rispettivamente nelle *figure 3, 4, 5.* Ciascun amplificatore deve essere messo a punto in modo da avere un guadagno uniforme entro tutta la banda amplificata. Lo strumento da usare è un vobulatore di potenza capace di esplorare tutta la banda di frequenza compresa tra 170 e 230 MHz. La potenza di uscita dell'amplificatore è 40 W, corrispondenti al 50% della potenza in continua applicata all'ingresso.

Successivamente si provvederà a collegare i due rami amplificatori mediante due accoppiatori ibridi (3 dB - 90°) sistemati rispettivamente all'ingresso e all'uscita dei singoli amplificatori. L'adattamento all'ingresso e all'uscita dell'amplificatore completo viene regolato in maniera d'avere un ROS inferio-

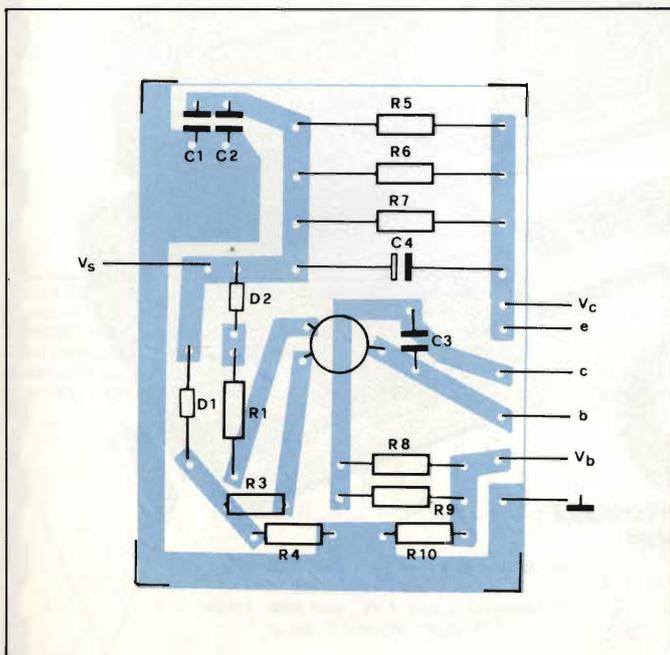



Fig. 5 - Lo stesso ma con i componenti montati.

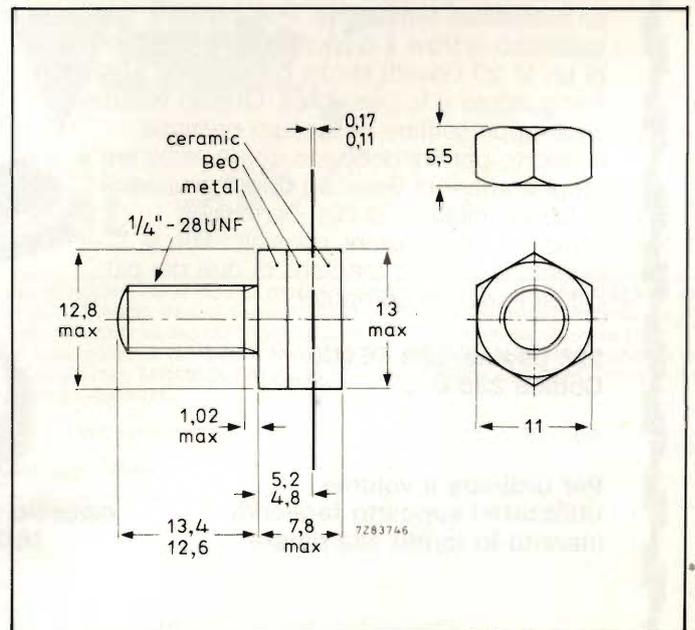



Fig. 6 - Dimensioni d'ingombro e collegamenti agli elettrodi nel transistore BLV 33.

re a 1,2; ciò si ottiene agendo sui condensatori C1, C2, C37, C38 come indicato in *figura 1*.

Realizzazione pratica

Date le dimensioni abbastanza grandi del circuito stampato dell'amplificatore (220 x 310 mm), occorrerà avvitare assieme eventualmente due normali dissipatori di alluminio annerito estrusi. I transistori verranno fissati mediante viti su una piastra di alluminio (spessore = 12 mm) la quale, a sua volta, verrà fissata mediante viti sui dissipatori estrusi. Particolare attenzione dovrà essere posta sulle superfici di questi parti metalliche a contatto, in maniera che la resistenza termica si mantenga su valori più bassi possibile.

Bibliografia

1) A.H. Hilbers e M.J. Koppen - *Amplificatore di potenza lineare a larga banda (470-860 MHz) con due transistori BLW34.* Rapporto di laboratorio ECO 7901. (Disponibile, a richiesta).
2) A. Boekhoudd - *Amplificatore di potenza lineare a larga banda (174-230 MHz) con due transistori BLW31.* Rapporto di laboratorio ECO 7903. (Disponibile, a richiesta).
3) L. Cascianini e H.G. Fonhes - *Amplificatore a larga banda da 300 W per FM broadcasting.* Selezione di tecniche elettroniche n. 11 1982, pag. 30.
4) L. Cascianini e H. van Hess - *Amplificatore VHF per trasmettitori ripetitori TV (174-240 MHz) - Selezione di tecniche elettroniche n. 3 marzo 1983, pag. 84.*

In *figura 2* è riportato il circuito stampato dell'amplificatore. L'amplificatore completo misura 224 mm (lunghezza) 233 mm (larghezza) e 113 mm (altezza). Pesa 7,5 kg.

Nella *tabella 2* sono riportate misure riguardanti i parametri caratteristici di questo amplificatore.

AFFIDABILE
PRECISO
SICURO
ROBUSTO
È
SIMPSON

MULTIMETRO SIMPSON 470 TM
3 1/2 CIFRE, TUTTE LE FUNZIONI,
PRATICO, ECONOMICO.

RIVENDITORI AUTORIZZATI CON MAGAZZINO: BERGAMO: C&D Electronica (249026); **BOLOGNA:** Radio Ricambi (307850); **CAGLIARI:** ECOS (373734); **CASTELLANZA:** Vematron (504064); **CATANIA:** IMPORTEX (437086); **COSENZA:** Franco Angotti (34192); **FIRENZE:** Paoletti Ferrero (294974); **GENOVA:** Gardella Elettronica (873487); **GORIZIA:** B & S Elettronica Professionale (32193); **LA SPEZIA:** Antei & Paolucci (502359); **MILANO:** Hi-Tec (3271914); I.C.C. (405197); **NAPOLI:** Bernasconi & C. (223075); GISA Elettronica (610974); **PADOVA:** RTE Elettronica (605710); **PALERMO:** Elettronica Agrò (250705); **PIOMBINO:** Alessi (39090); **REGGIO CALABRIA:** Importex (94248); **ROMA:** GB Elettronica (273759); GIUPAR (578734); IN.DI. (5407791); **ROVERETO:** C.E.A. (35714); **TARANTO:** RATVEL ELETTRONICA (321551); **TORINO:** Petra Giuseppe (597663); **VERONA:** RI.M.E.A./Radio Comunicazioni Civili (574104); **UDINE:** P.V.A. Elettronica (297827).

SEDE: 20121 Milano - Via Tommaso da Cazzaniga, 9/6
Tel. (02) 65.96.171 (5 linee)
FILIALE: 00185 Roma - Via S. Croce in Gerusalemme, 97
Tel. (06) 75.76.941/250 - 75.55.108

SR 10/83 S

Alla VIANELLO S.p.A. - MILANO
Inviatemi informazioni complete, senza impegno
NOME ....
SOCIETÀ/ENTE ....
REPARTO ....
INDIRIZZO ....
CITTÀ .... TEL. ....

SISTEMA PROPORZIONALE DI REGOLAZIONE DELLA TEMPERATURA CON IL C.I. U 217B

Si tratta di un sistema di regolazione della temperatura che lavora entro due soglie di temperatura ben definite ed entro queste soglie è in grado di attuare il sistema cosidetto *proporzionale*. Prima di descrivere il circuito sarà opportuno richiamare alla mente i seguenti concetti: il sistema di controllo della potenza ricavata dalla rete, cosiddetto a *parzializzazione di fase*, attuato principalmente con tiristori, deve considerarsi il sistema proporzionale per eccellenza; esso infatti è in grado di applicare al carico in maniera continuativa il livello di potenza richiesto. Ha un grosso inconveniente: produce disturbi a radio frequenza intollerabili in ambienti domestici (radio, televisori ecc.).

Nelle abitazioni domestiche, il sistema di controllo della potenza a parzializzazione di fase non può quindi essere attuato. In queste circostanze occorre impiegare il sistema *on/off*; in questo caso, la potenza alternata della rete viene immessa o tolta a seconda dell'occorrenza, non a caso, ma solo quando la tensione della rete passa per lo zero: evidentemente non possono con questo sistema prodursi quei transitori di corrente responsabili dei segnali disturbanti a radio frequenza. Il sistema on/off non è però preciso, nel senso che, nel caso di regolazione della temperatura, non si riesce mai ad ottenere un valore fisso ripetitivo, ma valori leggermente superiori o inferiori al valore prefissato (fenomeno di isteresi).

Il *sistema proporzionale* è il sistema ottimale nel senso che possiede i vantaggi del sistema on/off (e cioè assenza di disturbi r.f.) e quelli del sistema a parzializzazione di fase (e cioè l'accuratezza nella ripetibilità del valore precedentemente stabilito della temperatura).

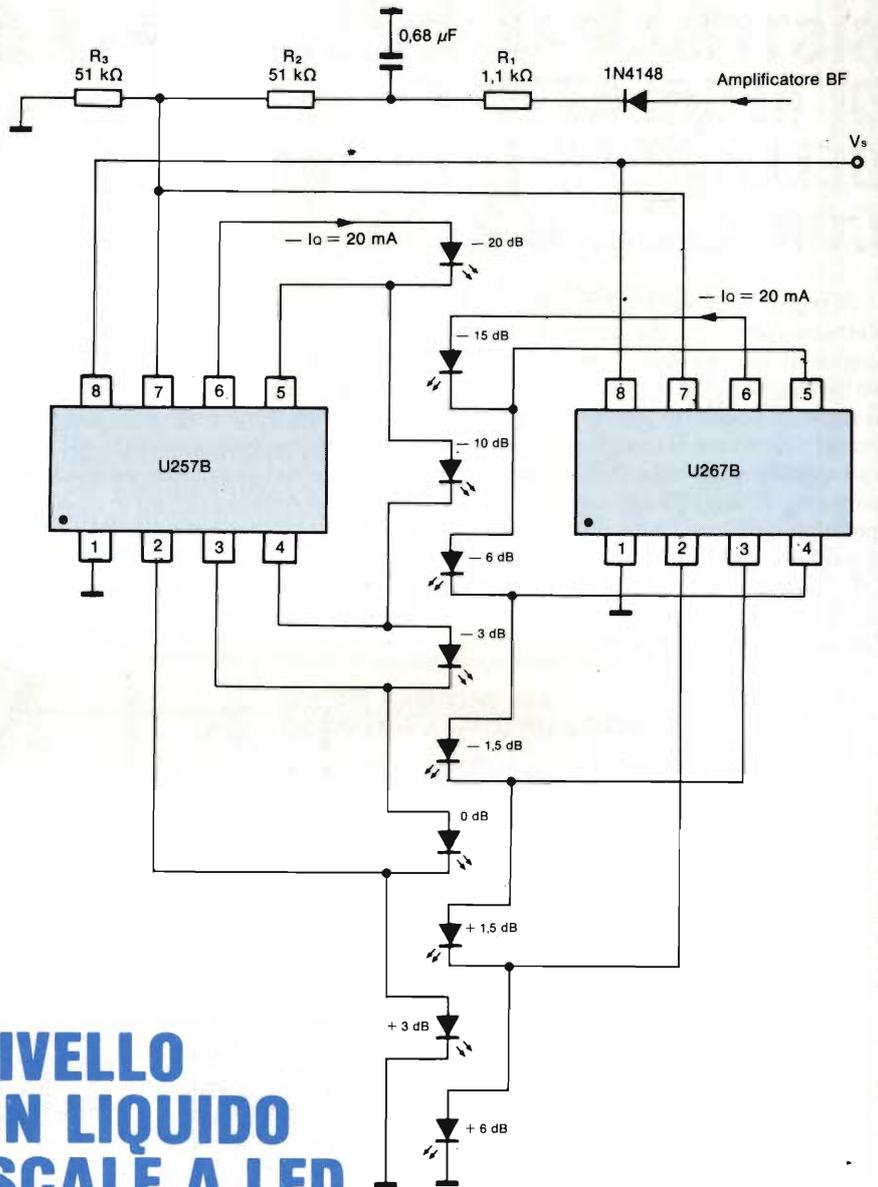
Il circuito

Il sistema di regolazione presentato lavora proporzionalmente entro le due soglie di temperatura, rispettivamente di 40 °C e di 120 °C. Il grado di proporzionalità è stato regolato in maniera che, alla temperatura di 60 °C, il valore reale può variare in più o in meno di 5 °C rispetto al valore fissato. Il sistema è stato dimensionato in maniera che con un carico di 500 W, lo sfarfallio (flicker) introdotto nell'illuminazione ambiente è a livelli fissati dal CENELEC (il comitato europeo che ha fissato i valori di qualsiasi tipo di interferenza di natura elettrica o luminosa tollerabile negli ambienti casalinghi).

Il "cuore" di questo semplice sistema di regolazione della temperatura è il c.i. U 217 B (Telefunken) che contiene tutte le funzioni richieste da un sistema di regolazione on/off proporzionale (*figura 1*). Il sensore della temperatura è in questo caso un termistore NTC (NTC = Negative Temperature Coefficient), inserito in un circuito a ponte. Il termistore possiede un valore elevato e pertanto la corrente circolante nei rami del ponte sarà bassa. La temperatura richiesta viene fissata mediante il potenziometro R9. La tensione di uscita del ponte viene applicata al comparatore che si trova all'interno dell'integrato. Que-

Fig. 1 - Funzioni contenute nell'integrato U 217 B (Telefunken).

Fig. 2 - Schema elettrico del sistema di regolazione proporzionale della temperatura entro i valori di 40° e 120°. Possibile configurazione del circuito stampato visto dalla parte del rame e dalla parte dei componenti.

st'ultimo genererà gli impulsi d'innesco per il triac solo quando il terminale 3 risulterà positivo rispetto al terminale 4. Il funzionamento proporzionale del circuito è attuato dal resistore R4 che collega il dente di sega generato all'interno dell'integrato e presente sul terminale 1, al terminale 4. La proporzionalità del sistema può pertanto essere variata, mediante variazione di R4. La frequenza del dente di sega può essere, a sua volta, variata a seconda del valore del condensatore C2. In proposito occorre dire che la migliore regolazione si ottiene con valori di frequenza elevati, i quali però da un lato trovano una limitazione nel valore del carico imposto, e dall'altro nella necessità di avere valori di flicker più bassi possibili. Il resistore R1 applica il segnale di sincronismo (e cioè la tensione della rete) al terminale 8 e nello stesso tempo con il suo valore, può regolare l'ampiezza dell'impulso di uscita d'innesco. L'integrato è alimentato direttamente dalla tensione di rete tramite il resistore R2.

INDICATORI DEL LIVELLO DEL SUONO E DI UN LIQUIDO REALIZZATI CON SCALE A LED

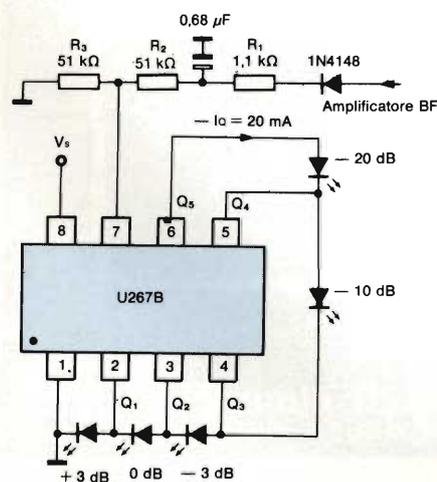



Fig. 1 - "Strumento" a 5 LED per l'indicazione del livello di registrazione audio. L'indicazione è di natura logaritmica.

Nei registratori audio, il livello di registrazione viene di solito indicato mediante uno strumento (milliamperometro) a indice e scala. Le coppie di circuiti integrati U 237/247B e U 257/267B (Telefunken) permettono di realizzare display a 10 LED che possono sostituire egregiamente strumenti convenzionali a indice con scala rispettivamente lineare o logaritmica.

In *figura 1* è riportata una "scala display" a 5 LED che può essere impiegata per l'indicazione logaritmica del livello di registrazione audio. In questo caso, trattandosi di soli 5 LED viene usato il c.i. U 267B, e la presentazione del livello di registrazione è logaritmica. Il sistema possiede una rapida reazione ai picchi di volume, ed un tempo di "decay" lento.

Questo "strumento" a LED permette

Fig. 2 - "Strumento" a 10 LED per l'indicazione del livello di registrazione in campo audio. L'indicazione ha andamento logaritmico.

di visualizzare picchi con durata di circa 1 ms (corrispondenti ad una costante di tempo di carica di 0,7 ms). Il circuito richiede una sorgente di tensione a bassa resistenza interna (quale potrebbe essere la bobina mobile di un altoparlante). La sensibilità del circuito viene regolata mediante opportuna scelta del rapporto R2/R3. Con una tensione di picco di circa 3 V, e con il circuito dimensionato come in figura 1, si raggiungono "0 dB" con una tensione di picco di circa 3 V.

In *figura 2* è riportato un display a LED analogo a quello di *figura 1* con la differenza che qui i LED impiegati sono 10, e sono pertanto richiesti i 2 c.i. U

257/267B; l'andamento del display è pertanto logaritmico. I valori del picco rivelato sono identici a quelli di *figura 1*. Il campo di livelli indicato va da —20 a +6 dB.

Oltre che per l'indicazione dei livelli audio dei registratori, gli integrati descritti possono essere usati per l'indicazione mediante LED del livello di liquidi, ed in genere, per applicazioni di posizionamento. In *figura 3* è riportato il circuito di principio di siffatte applicazioni. L'indicazione in questo caso deve essere lineare, e pertanto, dovranno essere impiegati gli integrati U 237/247B in unione ad un trasduttore di posizione di natura ohmica (resistenza variabile). Pertanto, quando si può disporre di una tensione che varia

Fig. 3 - Display a LED per l'indicazione di un livello o di uno spostamento. Il trasduttore spostamento/tensione è resistivo e l'andamento è lineare.

linearmente al variare del livello di un liquido (o con lo spostamento di un oggetto), la sua variazione potrà essere resa sempre visibile con il sistema descritto (campo di variazione massimo della tensione = 1 V). La trasduzione movimento meccanico/tensione è ottenuta mediante un semplice potenziometro al cui cursore però non dovrà essere presente, in condizioni di massima escursione, una tensione superiore ad 1 volt, come già detto.

■

Tutti i circuiti descritti in questa rubrica ci sono stati forniti dalla Società Telefunken S.p.A.

SCALE LINEARI O LOGARITMICHE A 5 O 10 LED AL POSTO DI UNO STRUMENTO A INDICE

Nelle apparecchiature nelle quali i valori di corrente o di tensione venivano in passato indicati mediante strumenti analogici elettromeccanici con scala e indice (milliamperometri, microamperometri), vengono sempre più spesso impiegate per indicare i suddetti valori, *file di LED*, rotondi o piatti, i cui differenti colori possono indicare più efficacemente del semplice indice dello strumento, i parametri da misurare.

L'attuale grande varietà di LED sia come colori che per dimensioni consente di soddisfare tutte le esigenze del progettista.

I LED piatti (per esempio, tipo CQX 10, CQX 11 e CQX 12 (Telefunken), con i loro differenti colori (CQX 10 rosso, CQX 11 verde e CQX 12 giallo) montati

Fig. 1 - Principio di funzionamento di un circuito integrato per il comando di scale a LED.

uno accanto all'altro permettono di realizzare display analogici (scale), compatti e molto efficienti.

Per il pilotaggio di queste *scale analogiche a LED* sono stati realizzati c.i. bipolari capaci di comandare un numero massimo di 10 LED. A questa famiglia di integrati appartengono i tipi U 237B, U 247B, U 257B e U 267B (Telefunken).

L'accensione dei singoli LED di una scala (o barra) di LED avviene solo all'atto del superamento di una data soglia di tensione. Per esempio, se si impiega il c.i. U 237B, nessun LED si accenderà finchè la tensione d'ingresso rimarrà entro i valori compresi tra 0 e 200 mV; nella gamma di tensioni tra 200 mV e 400 mV s'accenderà il primo LED; nella gamma di tensioni tra 400 mV e 600 mV s'accenderanno il primo e il secondo LED, e così via. Complessivamente, quindi ogni integrato potrà pilotare (accendere) 5 LED). Lo schema di principio è riportato in *figura 1*. Qui vediamo che i LED sono in serie e i punti di collegamento sono a loro volta collegati con i terminali dell'integrato. I LED vengono accesi ad opera di una corrente di 20 mA fornita dal generatore di corrente costante I. L'integrato incorpora 5 stadi comparatori (K1-K5) i cui ingressi positivi (+) sono collegati tramite resistori (R1-R6) ad una tensione stabilizzata (V_{stab}).

Questa tensione stabilizzata viene prodotta all'interno dell'integrato e serve a mantenere stabile e indipendente dalla tensione di alimentazione esterna, i punti di riferimento del suddetto partitore (R1-R6). Questi punti di riferimento costituiscono le tensioni-soglia che permettono di accendere uno dopo l'altro i LED. I comparatori sono a loro volta collegati in maniera che, in corrispondenza di una tensione d'ingresso inferiore a quella del punto di riferimento U_{TO1} tra R1 e R2, tutti i transistori da T1 a T5 conducono. T1 assorbirà tutta la corrente proveniente dal generatore di corrente I, e di conseguenza nessun LED potrà accendersi. Quando però la tensione d'ingresso risulterà superiore a U_{TO1} e inferiore a U_{TO2}, il comparatore K1 commuterà, per cui T1 verrà bloccato, ed inizierà a condurre T2. In queste condizioni, il generatore di corrente I farà circolare tramite il LED 1, corrente attraverso il transistore T2.

Seguendo lo stesso meccanismo, il generatore di corrente I, tramite il LED 1 e il LED 2 farà circolare corrente attraverso il transistore T3, allorquando verrà superato il punto di riferimento U_{TO3}.

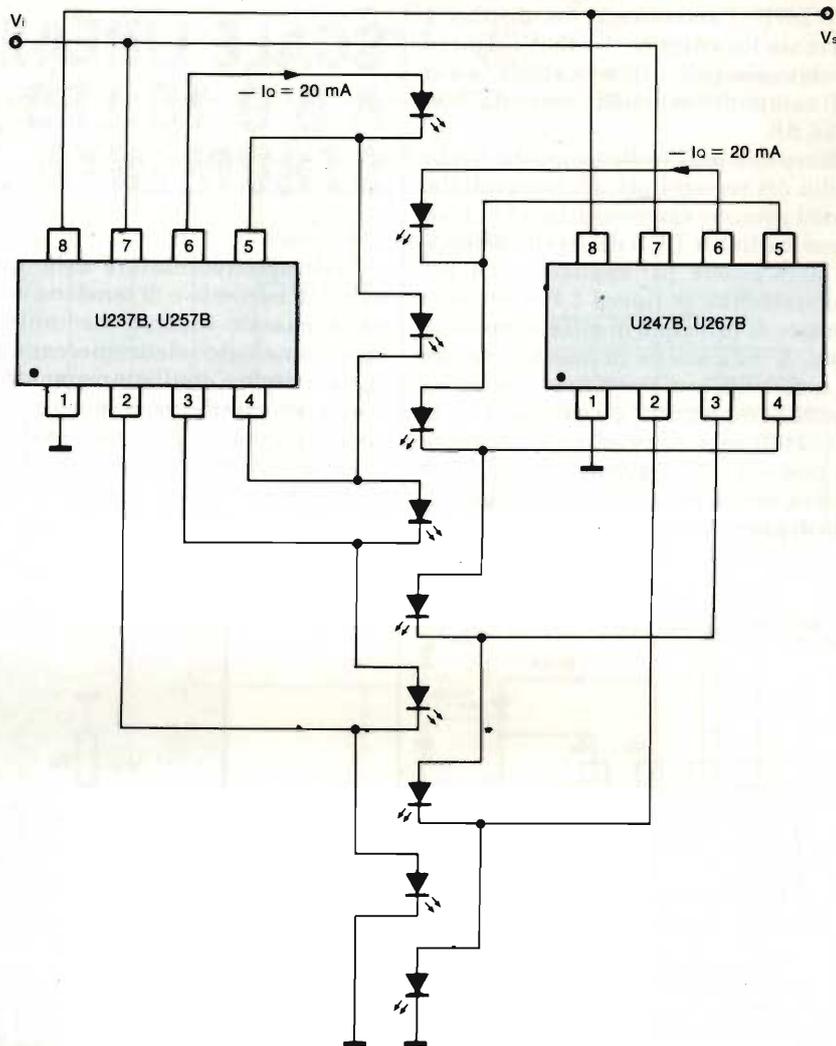



Fig. 2 - Realizzazione di una scala lineare a 10 LED con l'U 237B/U 247B, e logaritmica con l'U 257B/U 267B.

Di questo passo, quando sarà superato il punto di riferimento U_{TOR}, tutti i LED risulteranno accesi.

Questa struttura circuitale fa sì che l'accensione successiva dei LED non produca sbalzi nell'assorbimento complessivo di corrente, e di conseguenza, non si formino transitori che potrebbero disturbare il funzionamento di circuiti critici.

Gli integrati U 237B e U 247B servono per formare scale LED ad andamento lineare; i tipi U 257B e U267B servono per formare scale LED ad andamento logaritmico.

Qui di seguito riportiamo una tabella nella quale sono indicati i "punti di commutazione" dei vari integrati.

I tipi U 237B e U 257B sono gli integrati-base per una scala analogica a 5 LED. Combinando un U 237B con un U 247B è possibile realizzare una scala analogica a 10 LED, ad andamento lineare con salti di 100 mV, 200 mV, 300 mV ... 1000 mV; combinando un U 257B con un U 267B, è possibile invece realizzare una scala da andamento logaritmico con salti di —20 dB, —15 dB, —10 dB, —6 dB, —3dB, —1,5 dB, 0 dB, +1,5 dB, +3 dB e +6 dB (*figura 2*).

	1a soglia	2a soglia	3a soglia	4a soglia	5a soglia
U 237B	0,2	0,4	0,6	0,8	1.0 V
U 247B	0,1	0,3	0,5	0,7	0,9 V
U 257B	0,18/—15	0,5/—6	0,84-1,5	1,19/+1,5	2,0/+6 V/dB
U 267B	0,1/—20	0,32/—10	0,71/—3	1,0/0	1,41/+3 V/dB

LIBRERIA JCE

Le Luci Psichedeliche
Il libro descrive apparecchi psichedelici provati e collaudati, realizzazione di generatori psichedelici sino a 6 kW, flash elettronici, luci rotanti ecc..
Cod. 8002
L. 4.500 *(Abb. L. 4.050)*

Digit 1
Il libro mira a insegnare i concetti fondamentali di elettronica con spiegazioni semplici. Esperimenti pratici utilizzanti una piastra sperimentale a circuito stampato consentono un'introduzione graduale all'elettronica digitale.
Cod. 2000
L. 7.000 *(Abb. L. 6.300)*

Junior Computer Vol 1-Vol 2
Junior Computer è il microelaboratore da autocostruire su un unico circuito stampato. Il sistema base e questi libri sono l'occorrente per l'apprendimento. Prossimamente verranno pubblicati altri volumi relativi all'espandibilità del sistema.

Cod. 3001
L. 11.000 *(Abb. L. 9.900)*

Cod. 3002
L. 14.500 *(Abb. L. 11.650)*

Le Radiocomunicazioni
Ciò che si deve sapere sulla propagazione e ricezione delle onde em, sulle interferenze reali od immaginarie, sui radiodisturbi e loro eliminazione, sulle comunicazioni extra-terrestri ecc.
Cod. 7001
L. 7.500 *(Abb. L. 6.750)*

Digit 2
Prosieguo naturale del Digit 1, il libro presenta oltre 500 circuiti: dal frequenzimetro al generatore di onde sinusoidali - triangolari - rettangolari; dall'impianto semaforico alla pistola luminosa.
Cod. 6011
L. 6.000 *(Abb. L. 5.400)*

Manuale di Sostituzione dei Transistori Giapponesi
Il libro raccoglie circa 3000 equivalenze fra transistori giapponesi.
Cod. 6005
L. 5.000 *(Abb. L. 4.500)*

TV Service 100 riparazioni TV illustrate e commentate
Dalle migliaia di riparazioni che si effettuano in un moderno laboratorio TV, sono assai poche quelle che si discostano dalla normale "routine" e sono davvero gratificanti per il tecnico appassionato. Cento di queste "perle" sono state raccolte in questo libro e proposte all'attenzione di chiunque svolga per hobby o per mestiere il servizio di Assistenza TV.

Cod. 7000
L. 10.000 *(Abb. L. 9.000)*

Guida alla Sostituzione dei Semiconduttori nei TVC
Equivalenze di semiconduttori impiegati su 1200 modelli di televisori di 47 fabbricanti diversi.
Cod. 6112
L. 2.000 *(Abb. L. 1.800)*

Manuale di sostituzione fra transistori europei, americani e giapponesi
Eccovi il manuale che vi serve per risolvere, nella massima parte dei casi, i problemi della sostituzione: vi si trovano, per ogni tipo di transistore, le equivalenze fra le produzioni europee, americane e giapponesi.
Cod. 6015
L. 10.000 *(Abb. L. 9.000)*

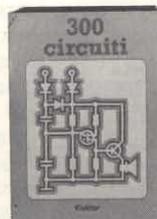
Costruiamo un Microelaboratore Elettronico
Per comprendere con naturalezza la filosofia dei moderni microelaboratori e imparare a programmare quasi senza accorgersene.
Cod. 3000
L. 4.000 *(Abb. L. 3.600)*

TTL IC Cross - Reference Manual
Il prontuario fornisce le equivalenze, le caratteristiche elettriche e meccaniche di pressochè tutti gli integrati TTL sinora prodotti dalle principali case mondiali, comprese quelle giapponesi.
Cod. 6010
L. 20.000 *(Abb. L. 18.000)*

273 Circuiti
"273 circuiti" è una raccolta di schemi per il tecnico di laboratorio e l'hobbista di elettronica. I circuiti sono tutti molto semplici e facili da realizzare. Ve n'è per tutti i gusti: per uso domestico, per autovetture, per i fissati dell'audio, per giocatori inveterati, per gli ossessionati dalle misure e dagli alimentatori, per gli appassionati di fotografia o di modellismo ecc.
Cod. 6014
L. 12.500 *(Abb. L. 11.250)*

30 Programmi Basic per lo ZX 80
Programmi pronti all'uso che si rivolgono soprattutto ai non programmatori, quale valido ausilio didattico, nonchè prima implementazione del BASIC studiato, ma che possono essere, da parte dei più esperti, anche base di partenza per ulteriori elaborazioni.
Cod. 5000
L. 3.000 *(Abb. L. 2.700)*

Transistor Cross-Reference Guide
Circa 5.000 equivalenze fra transistori europei, americani e giapponesi, con i relativi parametri elettrici e meccanici.
Cod. 6007
L. 8.000 *(Abb. L 7.200)*

300 Circuiti
Il libro propone una moltitudine di progetti dal più semplice al più sofisticato con particolare riferimento a circuiti per applicazioni domestiche, audio, di misura, giochi elettronici, radio, modellismo, auto e hobby.
Cod. 6009
L. 12.500 *(Abb. L. 11.250)*

JACOPO CASTELFRANCHI EDITORE

SCONTO 10% agli abbonati

Il Moderno Laboratorio Elettronico

Autocostruzione di tutti gli strumenti fondamentali; alimentatori stabilizzati, multimetri digitali, generatori sinusoidali ed a onda quadra, iniettore di segnali, provatransistor, wattmetri e millivoltmetri.
Cod. 8004
L. 6.000 *(Abb. 5.400)*

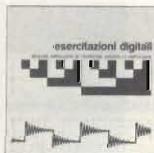
Selezione di Progetti Elettronici

Una selezione di interessanti progetti pubblicati sulla rivista "Elektor". Ciò che costituisce il "trait d'union" tra le varie realizzazioni proposte e la varietà d'applicazione, l'affidabilità di funzionamento, la facilità di realizzazione, nonchè l'elevato contenuto didattico.
Cod. 6008
L. 9.000 *(Abb. L. 8.100)*

Manuale pratico del Riparatore Radio TV

Il libro frutto dell'esperienza dell'autore maturata in oltre due decenni di attività come teleriparatore, è stato redatto in forma piana e sintetica per una facile consultazione.
Cod. 701P
L. 18.500 *(Abb. L. 16.650)*

Esercitazioni digitali

L'intento di questi esercizi digitali è principalmente quello di fornire un mezzo di insegnamento delle tecniche digitali, mediante esercitazioni dettagliatamente descritte in tavole didattiche.
Cod. 8000
L. 4.000 *(Abb. L. 3.600)*

La pratica delle misure elettroniche

Questo libro getta uno sguardo nella moderna tecnica metrica. Non è la teoria che viene messa nel massimo rilievo, ma l'informazione orientata al lato pratico.
Cod. 8006
L. 11.500 *(Abb. L. 10.350)*

Accessori per Autoveicoli

Dall'amplificatore per autoradio, all'antifurto, dall'accensione elettronica, al plurilampeggiatore di sosta, dal temporizzatore per tergicristallo ad altri ancora.
Cod. 8003
L. 6.000 *(Abb. L. 5.400)*

Tabelle Equivalenze Semiconduttori e Tubi Elettronici Professionali

Equivalenti Siemens di transistori, diodi, led, tubi elettronici professionali e vidicons.
Cod. 6006
L. 5.000 *(Abb. 4.500)*

Pratica TV

Il volume consiste in una raccolta di consulenze tecniche richieste da riparatori e antennisti al Ceniart, il Centro Informazioni per l'Assistenza radio-TV.
Cod. 7002
L. 10.500 *(Abb. L. 9.450)*

Alla Ricerca dei Tesori

Il primo manuale edito in Italia che tratta la prospezione elettronica. Il libro, in oltre 110 pagine ampiamente illustrate spiega tutti i misteri di questo hobby affascinante. Dai criteri di scelta dei rivelatori, agli approcci necessari per effettuare le ricerche.
Cod. 8001
L. 6.000 *(Abb. L. 5.400)*

Appunti di Elettronica
Vol. 1 - Vol. 2 - Vol. 3 - Vol. 4

Un'opera per comprendere facilmente l'elettronica e i principi ad essa relativi. I libri sono costituiti da una raccolta di fogli asportabili e consultabili separatamente, ognuno dei quali tratta un singolo argomento. Grazie a questa soluzione l'opera risulta continuamente aggiornabile con l'inserimento di nuovi fogli e la sostituzione di quelli che diverranno obsoleti.

Cod. 2300
L. 8.000 *(Abb. L. 7.200)*

Cod. 2301
L. 8.000 *(Abb. L. 7.200)*

Cod. 2302
L. 8.000 *(Abb. L. 7.200)*

Cod. 2303
L. 8.000 *(Abb. L. 7.200)*

CEDOLA DI COMMISSIONE LIBRARIA

SE - 10/83

Da inviare a JCE - Via del Lavoratori, 124 - 20092 Cinisello Balsamo (MI)

Nome Cognome

Indirizzo

Cap. Città Provincia

Codice Fiscale (indispensabile per le aziende)

Inviatemi i seguenti libri:

☐ Pagherò al postino il prezzo indicato nella vostra offerta speciale + 2000 per contributo fisso spese di spedizione

☐ Allego Assegno n° .... di L. ....

Banca ....

Codice Libro	Quantità	Codice Libro	Quantità	Codice Libro	Quantità	Codice Libro	Quantità	Codice Libro	Quantità

☐ Non Abbonato ☐ Abbonato sconto 10% ☐ Selezione RTV ☐ Millecanali ☐ Sperimentare ☐ Il Cinescopio

Data ____________ Firma ____________

Corso di progettazione dei circuiti a semiconduttori

Questo corso costituisce per il dilettante interessato una guida attraverso i meandri della moderna tecnica circuitale dei semiconduttori. Per mezzo di chiare notizie pratiche il lettore sarà in grado di progettare e calcolare da sé dei semplici stadi amplificatori.
Cod. 2002
L. 8.400 *(Abb. L. 7.560)*

99 riparazioni TV illustrate e commentate

Questa seconda serie di interventi "dal vivo", (la prima serie era contenuta in un libro pubblicato due anni fa e chiamato 100 Riparazioni TV illustrate e Commentate"). Contiene interventi effettuati nel laboratorio del Ceniart durante questi ultimi anni. Naturalmente si tratta soltanto di quelli tecnicamente più significativi. Due indici posti all'inizio del libro concorrono a facilitare le ricerche delle schede interessate.

Cod. 7003
L. 16.000 *(Abb. L. 14.400)*

COMPONENTI

Commutatore a slitta con pulsante

La C & K Components offre a basso costo un commutatore a slitta con pulsante ad azione momentanea, secondo le norme V.L. e C.S.A..

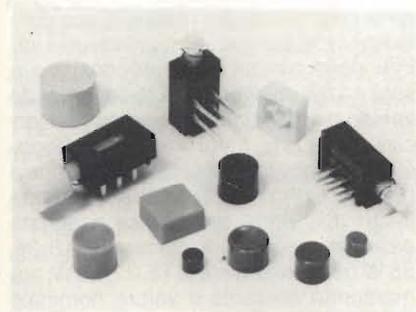
La caratteristica di questo commutatore è di accettare 6 differenti tipi di cappucci di nylon con 9 differenti colori. I cappucci sono forniti montati, ma sono anche disponibili separatamente per aggiungere versatilità al sistema. È anche possibile averli con il marchio del Cliente.

I commutatori sono disponibili nei tipi SPST, SPDT, DPST e DPDT con contatti di apertura prima della chiusura. I modelli a deviazione possono essere collegati normalmente aperti o normalmente chiusi.

Sono disponibili per montaggio su circuiti stampati con 4 differenti tipi di terminali. Il materiale del contenitore, dell'attuatore e del cappuccio è il nylon.

Le specifiche elettroniche prevedono un carico a circuito di 4 A a 125 Vca, 2 A a 250 Vca, 0,5 A a 125 Vcc. La resistenza dei contatti è di 10 mΩ, massima iniziale, a 2 - 4 Vcc e 125 mA.

I commutatori a slitta della serie L sono previsti per una vita elettrica di 10.000 operazioni a pieno carico.

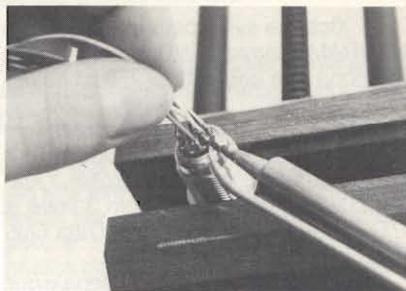
C & K COMPONENTS
Via Frapolli, 21
Milano

Commutatore a slitta, la cui caratteristica principale è di accettare 6 differenti tipi di cappuccio di nylon con 9 differenti colori.

IC al silicio a microonde

Con un'impedenza di ingresso e di uscita di 50 Ω, i circuiti integrati a microonde da mettere in cascata MM765 ed MM766 prodotti dalla NEC consentono di ottenere un guadagno costante di 16 dB nel range di frequenza da 0 a 1200 Hz.

Grazie alla compensazione di temperatura incorporata, viene assicurata una condizione di polarizzazione stabile in tutto il campo di temperatura di lavoro.

Con una tensione di funzionamento di 10 V, l'MM765 è disponibile in package TO-33 o DIP ad 8 pin. L'MM766 è progettato per una tensione di funzionamento di 5 V e può essere fornito in package DISK-Mold, MINIC ad 8 pin, DIP ad 8 pin e TO-72.

NEC ELECTRONICS ITALIANA
Via Cardano, 3
Milano

Rivoluzionario sistema per la saldatura a mano.

Equipaggiamento per la saldatura a mano

Si tratta di un equipaggiamento messo a punto dalla Prenco, dotato di avanzamento automatico dello stagno.

Una leggera pressione esercitata con un dito sull'impugnatura del ferro da saldare fa avanzare una quantità determinabile con esattezza di stagno fino al punto di saldatura. In questo modo la saldatura viene eseguita con una sola mano, mentre l'altra rimane libera per tenere il pezzo in lavorazione.

Il sistema di avanzamento può essere utilizzato per qualsiasi diametro di filo fra 0,4 e 1,2 mm.

Le diverse versioni degli apparecchi, gli assortimenti di punte e le caratteristiche tecniche sono identiche a quelle delle stazioni di saldatura convenzionali, dotate di controllo della temperatura.

PRENCO SA
Aeulestrasse, 5
9490 Vaduz FL

Nastri schermati EMI/RFI

La Chomerics ha messo a punto un nastro a base di rame, elettricamente conduttivo, in grado di aderire alla superficie da schermare esercitando semplicemente una leggera pressione.

Grazie al particolare adesivo impiegato, il nastro di rame resta elettricamente in conduzione con la superficie sottostante, con una resistenza specifica di soli 0,003 Ω/inch. Il CHO - FOIL è utilizzato soprattutto per la schermatura di connettori, di cablaggi prestampati, per la ricerca e la soppressione di disturbi irradiati e per sigillare punti di giunzione nelle camere schermate.

È inoltre utile per migliorare la messa a terra di materiali conduttori che non accettano la normale saldatura.

Le caratteristiche del CHO-FOIL rimangono inalterate dopo tests quali 100 ore allo spruzzo salino e 7 giorni a 150°C.

MURATA ERIE ELETTRONICA
Via M. Gioia, 66
Milano

COMFET di potenza

Combinando le caratteristiche di un transistor MOS di potenza, di un transistor bipolare e di un thyristor in un unico dispositivo, la RCA ha sviluppato un nuovo tipo di MOSFET di potenza.

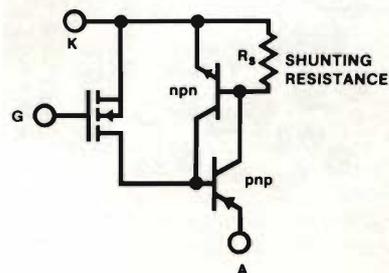
Denominato COMFET (Conductivity-Modulated Field Effect Transistor), il nuovo dispositivo presenta una resistenza in conduzione ($R_{DS(ON)}$) di un ordine di grandezza minore di quella dei MOSFET di potenza equivalente. Si ha infatti una resistenza di 0,1 Ω con una corrente di drain di 20 A.

I COMFET sono simili nelle specifiche ai transistor di potenza bipolari, però essi presentano la stessa alta impedenza di ingresso propria dei MOSFET di potenza convenzionali. Questa caratteristica dell'impedenza consente di pilotare i COMFET con dispositivi a bassa tensione e bassa potenza, quali i circuiti integrati logici.

I transistor bipolari, d'altra parte, richiedono driver potenti e complessi circuiti di pilotaggio.

Per quel che riguarda le velocità di switching, quelle dei COMFET sono un po' più basse di quelle dei MOSFET convenzionali e sono praticamente le stesse dei dispositivi bipolari.

Il tempo di turn-on tipico è minore di 100 ns e quello di Turn-off varia da 5 a 20 μs.

RCA
P.za S. Marco, 1
Milano

Nuovo tipo di MOSFET di potenza denominato COMFET. (Conductivity-Modulated-Field Effect Transistor).

DIP bridge da 1 A

Il ponte monofase da 1 A, in contenitore DIP, serie 1DMB, è stato progettato dalla International Rectifier particolarmente per l'inserzione automatica su circuiti stampati.

Questo componente, con tensione inversa di blocco che arriva a 400 V e campo di temperatura di lavoro da − 40 a + 150 °C, occupa uno spazio di soli 50 mm².

Caratteristiche peculiari del dispositivo sono le basse perdite di potenza (meno di 2 W) e 30 A di surge per un ciclo.

INTERNATIONAL RECTIFIER
Via Liguria, 49
Borgaro (TO)

Ponte di diodi particolarmente adatto per l'inserzione automatica su circuiti stampati.

Batterie ricaricabili al Ni-Cd

Le batterie alcaline della Yuasa al nichel-cadmio, sigillate ermeticamente, sono composte di idrato di nichel come materiale attivo per la piastra positiva, di cadmio come materiale attivo per la piastra negativa e idrato di potassio come elettrolita.

Queste batterie vengono prodotte nei tipi a bottone con piastre stampate, tipo cilindrico con piastre sinterizzate e tipo rettangolare.

Serie di batterie ricaricabili al Nichel-Cadmio della Yuasa.

Le batterie possono essere ricaricate dopo una scarica fino a 0 e presentano un basso tasso di autoscarica.

A seconda della condizione di carica e scarica, possono essere usate ripetutamente da 300 fino a 3000 volte.

ELCONTROL
Blocco 7, n. 93
Centergross (BO)

NOVRAM ad accesso seriale

La Xicor ha sviluppato un dispositivo NOVRAM (Nonvolatile Random Access Memory) con capacità di 256 bit ed accesso seriale.

La X2444 si presenta in contenitore DIP ad 8 pin ed utilizza un bus seriale per comunicare con il controller. Questo bus seriale richiede solo 3 linee di I/O, Serial Data Input, Serial Data Output, Serial Clock.

Il controllo dell'interfaccia seriale può essere gestito da porte seriali presenti in microprocessori single chip sia da 4 che 8 bit o tramite bit di I/O tradizionale gestito da software.

Tutte le operazioni della NOVRAM vengono gestite tramite il bus seriale includendo anche i comandi di mantenimento e richiamo (store-recall).

Caratteristica particolare della X2444 è il comando "Sleep" che pone in condizione di basso consumo il componente spegnendo fisicamente la matrice RAM interna al dispositivo. Questa prestazione permette di ridurre i consumi della X2444 sia rispetto all'effettivo funzionamento, sia rispetto allo standby, prestazione peraltro fornita.

Fabbricata in tecnologia N-MOS, la nuova NOVRAM funziona con una alimentazione singola ed ha un'organizzazione interna di 16 x 16 bit.

La X2444 integra in un chip monolitico due matrici di memorie distinte, una di EEPROM e l'altra di RAM statica.

La NOVRAM è disponibile nelle versioni commerciale ed industriale con range di temperatura rispettivamente da 0 a 70 °C e da − 40 a 85 °C.

DOTT. ING. G. DE MICO
V.le V. Veneto, 8
Cassina dè Pecchi (MI)

Interruttore differenziale insensibile alle correnti pulsanti

La presenza negli impianti elettrici domestici e similari di apparecchiature contenenti dispositivi elettronici (quali timer di elettrodomestici regolatori di temperatura, videogiochi, ecc.) può provocare correnti di guasto deformate rispetto ad un'onda alternata sinusoidale; questo porta come conseguenza che un interruttore differenziale ordinario non interviene, o interviene con ritardo inaccettabile, in presenza di tali correnti di guasto.

Per mantenere intatti i livelli di sicurezza negli impianti contenenti tali apparecchiature, la Siemens Elettra presenta un tipo di interruttore differenziale insensibile alle componenti pulsanti. Tali interruttori sono realizzati in modo da intervenire tempestivamente, anche in presenza di correnti di guasto deformate, evitando la permanenza di tensioni di contatto che risultino pericolose per le persone.

Sono disponibili con i valori di corrente nominale e di corrente differenziale nominale degli interruttori ordinari e inoltre mantengono nelle esecuzioni bipolari fino a 40 A di corrente nominale la larghezza di due sole unità modulari.

SIEMENS ELETTRA
Via F. Filzi, 25/A
Milano

Reattore elettronico per lampade fluorescenti

Novità in fatto di tecnica elettronica al servizio dell'illuminazione, il reattore elettronico Siemens è stato studiato allo scopo di poter realizzare impianti di illuminazione dove, pur dovendo garantire elevati livelli di illuminamento con relativa notevole potenza elettrica impiegata, viene richiesto un sostanziale contenimento dei costi energetici. Uno speciale circuito costituito da soli componenti elettronici, sostituisce integralmente le funzioni stabilizzatrici del pacco lamellare a lamierini magnetici e degli avvolgimenti elettrici fino ad allora impiegati nella costruzione dei reattori di tipo convenzionale, consentendo di ridurre il valore delle perdite per autoconsumo a solo il 10% della potenza delle lampade impiegate. L'elevata frequenza di esercizio di 30 kHz, a cui vengono sottoposte le lampade alimentate con i nuovi reattori elettronici Siemens, permette inoltre di ridurre la potenza assorbita dalle stesse dai valori nominali di 18, 36, 58 W rispettivamente a 15, 32, 50 W, pur mantendo costante il valore nominale del flusso emesso, incrementando in tal modo l'efficienza luminosa in termini di rapporto Lumen/W; inoltre il valore nominale della vita media delle lampade alimentate con i reattori elettronici Siemens rimane invariato. In un impianto di illuminazione a parità di numero di lampade installate ed a parità di livello di illuminamento, l'impiego dei rettatori elettronici Siemens, in luogo dei reattori di tipo convenzionale, consente di ottenere una effettiva riduzione della potenza impegnata di circa il 30% unitamente ad una maggiore affidabilità d'esercizio.

Il fattore di potenza è cos φ= 0,95 capacitivo, per cui non si rende neces-

sario impiego dei condensatori di rifasamento, l'accensione delle lampade avviene in 0,2 s e non è necessario l'impiego dello starter.

Inoltre si ha la disinserzione automatica delle lampade difettose, l'eliminazione dello sfarfallamento agli elettrodi della lampada e l'eliminazione dell'effetto stroboscopico e della rumorosità.

I reattori sono conformi alle norme VDE 0712 ed IEC 81 e sono previsti nelle esecuzioni sia per l'accensione di lampade singole sia per l'accensione contemporanea di due lampade Lumilux L 18 W - 36 W - L58 W.

SIEMENS ELETTRA
Via F. Filzi, 25/A
Milano

Accoppiatori ottici Schmitt-Trigger

La Motorola ha annunciato una linea di accoppiatori ottici ad infrarossi con uscita a Schmitt-Trigger per accoppiare circuiti a logica digitale in tutte quelle applicazioni che richiedono un alto grado di isolamento elettrico fra i circuiti di controllo e le stesse apparecchiature.

Fornendo una uscita digitale, senza utilizzare comparatori od altri circuiti esterni per la generazione di forme d'onda, essi sono particolarmente adatti sia per interfacciare i terminali dei calcolatori con apparecchiature periferiche, così come per il controllo digitale di sistemi di alimentazione, di motori e di altre applicazioni per servomacchine.

La serie di 5 accoppiatori ottici all'arseniuro di gallio (MOC5007, H11L1, MOC5008, MOC5009, H11L2) è caratterizzata da tempi di commutazione garantiti (t_{on}, t_{off}) inferiori a 4 μs.

Essi forniscono un'elevata immunità al rumore: riportano i flussi distorti dei bit alla forma originale e trasmettono tali flussi dai microprocessori alle logiche TTL con distorsioni e ritardi di entità trascurabile.

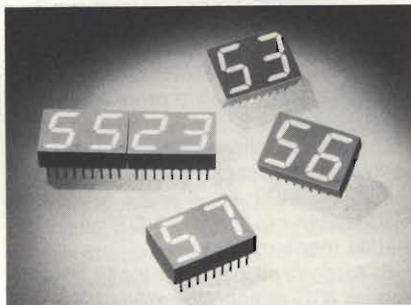
La tensione di isolamento garantita è di 7500 Vca.

I dispositivi vengono forniti in contenitore standard plastico dual-in-line a 6 pin.

MOTOROLA
V.le Milanofiori - A1C
Assago (MI)

Visualizzatori a LED a 7 segmenti

La Hewlett-Packard ha annunciato l'introduzione di una serie di visualizzatori a LED a 7 segmenti in grado di migliorare l'uniformità dell'intensità luminosa e del tono di colore delle cifre.

Come per gli altri membri della famiglia dei visualizzatori a 7 segmenti della Hewlett-Packard, questi visualizzatori a

Serie di visualizzatori a 7 segmenti in grado di migliorare l'uniformità dell'intensità luminosa e del tono di colore delle cifre.

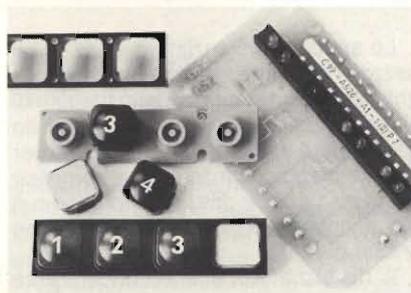
doppia cifra sono particolarmente adatti ad applicazioni in elettrodomestici, apparecchi televisivi e di pesatura.

Sono disponibili in 4 colori: rosso, rosso ad alta efficienza, giallo e verde ad alta efficienza. Tutti i display sono selezionati per intensità luminosa, mentre il giallo e il verde lo sono anche per la tonalità del colore. I colori brillanti permettono un'ottima percezione visiva fino a 7 metri. Il contrasto dei caratteri è ottimizzato dalla tinta grigia del contenitore, il quale permette anche l'allineamento regolare dei visualizzatori.

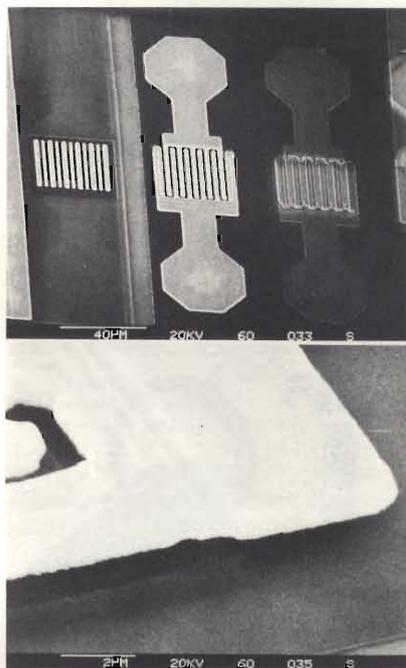
Sia il contenitore che la configurazione dei pin seguono lo standard industriale. I display da 14,2 mm hanno il punto decimale a destra e sono disponibili sia ad anodo che a catodo comune.

HEWLETT - PACKARD
Via G. Di Vittorio, 9
Cernusco S/N (MI)

Nuovi tasti per milioni di commutazioni

Le nuove piastrine a quattro tasti in caucciù siliconio, realizzate dalla Siemens, sono stagne all'acqua ed alla polvere e perciò molto adatte al comando di circuiti elettronici. La parte mobile è in materiale elastico conduttorè, quella fissa è riportata direttamente sul circuito stampato (piste dorate nella zona di contatto). Per azionare un tasto e quindi attivare il contatto è necessaria una pressione di almeno 1 N. La piastrina è

I nuovi tasti Siemens sono stagni all'acqua ed alla polvere e perciò molto adatte al comando di circuiti elettronici.

dimensionata per almeno dieci milioni di commutazioni e per una temperatura d'esercizio compresa tra − 25 °C e + 70 °C. I tasti veri e propri sono realizzati con testa bombata (sulla quale sono riportati numeri e simboli) o piana; in quest'ultimo caso una calotta mobile trasparente protegge dallo sporco eventuali simboli inseriti sotto la stessa. Per segnalare determinate condizioni di funzionamento, è possibile accoppiare alla piastrina un supporto con uno o due diodi per tasto.

SIEMENS ELETTRA S.p.A.
Via F. Filzi, 25/A
Milano

Il nuovo transistor al silicio BFQ 77, realizzato dalla Siemens, può funzionare fino a 6 GHz. Una pista chiara ed una scura (foto in alto) formano una giunzione larga appena 0,8 μm. Il particolare in basso mostra una parte del chip.

Nuovo transistor al silicio

Il nuovo transistor al silicio BFQ 77, realizzato dalla Siemens, ha una giunzione di appena 0,8 μm e può funzionare fino a 6 GHz; fino a 4 GHz rappresenta una valida alternativa rispetto ai transistori GaAs. Il coefficiente di rumore è di 2,8 dB a 4 GHz (8 dB associated gain).

Il BFQ 77 completa il programma Siemens dei transistori al silicio AF a larga banda ed a basso rumore. La custodia "Cerec" è adatta per quasi tutti i circuiti stampati. Metallizzazione multistrato, implantazione ionica, maschera autoregolata e passivazione doppia supplementare, garantiscono una elevata sicurezza d'esercizio.

SIEMENS ELETTRA S.p.A.
Via F. Filzi, 25/A
Milano

Barriere anti-fiamma

Aderiscono a cemento, metalli, legno, plastica, vetro e gomma i nuovi prodotti della linea "Fire Barrier" 3M che non consentono al fuoco di passare ad un locale all'altro o da un piano all'altro tamponando i condotti passacavi e proteggendo i condotti di aerazione.

Costituiti da un elastomero sintetico e da altri componenti, i Fire Barrier assumono caratteristiche di intumescenza se esposti alla fiamma.

Il calore, invece di distruggere il prodotto, ne attiva i componenti che si dilatano fino a 10-15 volte il volume iniziale. Inoltre, grazie alla loro natura gommosa, i Fire Barrier 3M costituiscono una eccellente barriera contro il fumo.

Il Fire Barrier, il cui utilizzo è estremamente facile, è disponibile in corredi di lastre presagomate per tamponamenti di condotti, lattine e cartucce.

3M ITALIA S.p.A.
Segrate
S. Felice Milano

Nuove barriere anti-fiamma della linea "Fire Barrier".

Array logico programmabile

La Harris Semiconductor ha introdotto un altro elemento della sua famiglia HPL di array logici programmabili. La HPL-77209 è funzionalmente compatibile con il dispositivo PAL 16L8 ed include particolari circuiti di test che permettono di verificare la completa funzionalità del dispositivo prima della spedizione al cliente.

Un'altro beneficio di questi circuiti di test è di permettere la verifica della funzionalità logica di tutti gli elementi interni.

Diversamente da una PROM, in cui il controllo della matrice di fusibili garantisce la funzionalità di tutti gli elementi logici, gli array logici programmabili hanno elementi che non possono essere esercitati se non dopo che i corrispondenti fusibili sono stati programmati.

Circuiti di test ridondanti permettono invece a Harris di spedire dispositivi con resa funzionale dopo la programmazione di almeno il 97%.

Questa filosofia si ritrova in tutti i dispositivi della famiglia HPL.

L'HPL-77209 è un'array asincrono AND/OR in cui l'array AND è programmabile mediante fusibili.

Il ritardo di propagazione è di 35 nsec con un ICC di soli 155 mA.

I fusibili in nichelcromo utilizzano la stessa tecnologia ad alta affidabilità negli altri dispositivi HPL e PROM della Harris.

L'applicazione principale è la sostituzione di logiche cablate TTL e LS TTL, o l'implementazione di reti logiche nuove.

HARRIS ITALIANA
Via F.lli Gracchi, 48
Cinisello B. (MI)

Ponte di precisione per induttanze

Si tratta del modello 3245 realizzato dalla Wayne Kerr.

Controllo a microprocessore, esso offre le caratteristiche richieste da coloro che hanno necessità di analizzare con precisione induttanze, bobine, trasformatori, ecc..

Le frequenze impostabili variano da 20 Hz a 300 kHz, con livello variabile; le correnti di polarizzazione da 1 a 10 A.

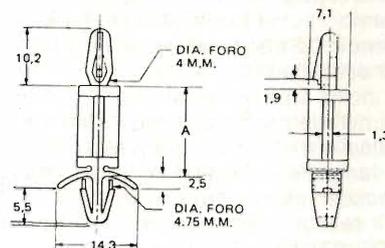
Il ponte 3245 consente la misura di L e Q, L e D, L e R (circuiti equivalenti serie o parallelo); resistenze in DC; possibilità di lettura della deviazione assoluta o in percentuale del valore nominale; binning; autorange; autotrim valido per tutte le frequenze; memoria non volatile; capacità di operazioni ad alta velocità; selezione lenta/veloce; compatibile IEEE 488; vasta gamma di opzioni.

Il ponte è controllato via software ed è completamente programmabile.

TELAV INTERNATIONAL
Via L. da Vinci, 43
Trezzano S/N (MI)

Nuovo distanziale per C.S.

Lo speciale distanziatore in un *unico pezzo* vi permette l'eliminazione dei lunghi e onerosi tempi di assemblaggio di viti e rondelle. Non più tanti pezzi da assemblare e quindi non più attrezzi per l'assemblaggio. Un foro, una *semplice pressione* con le dita, e il montaggio è già eseguito con RISPARMI di tempo anche del 90%.

Il distanziatore è autoconcentrante nel foro. La realizzazione in materiale Nylon 6/6, risolve i problemi di isolamento eliminando viti e rondelle aggiuntive in materiale isolante. Consente inoltre il montaggio a contatto diretto del circuito.

Disegno schematico del nuovo distanziale per C.S. della SO.CO..

La forte resistenza allo sgancio, unita ad una buona elasticità, permette al distanziatore di assorbire tutte le vibrazioni e gli urti accidentali che potebbero danneggiare il circuito.

SO.CO s.d.f.
Via G. Matteotti, 99
Agrate Brianza (MI)

STRUMENTAZIONE

Trasmettitore VHF FM

Per coprire grandi aree con sistemi di radiodiffusione VHF FM, la Rohde & Schwarz ha aggiunto un modello da 20 kW alla sua famiglia di trasmettitori VHF FM.

Il nuovo trasmettitore stereo NU 421 A1 è formato da due amplificatori a valvola da 10 kW, la cui potenza di uscita viene combinata in un rack centrale, funzionanti nel range di frequenza da 87,5 a 108 MHz.

Il rack contiene anche due eccitatori SU 155 R2 e due amplificatori VU 215 da 100 W.

ROJE TELECOMUNICAZIONI
Via Sant'Anatolone, 15
Milano

Frequenzimetri da 250 - 600 - 1000 MHz

La linea Bremi di strumenti per misure di frequenza è costituita da tre apparecchi, che si differenziano principalmente per il valore della massima frequenza misurabile: il BRI 8250 per frequenza fino a 250 MHz, il BRI 8600 fino a 600 MHz ed il BRI 8800 fino ad 1 GHz.

Il valore della frequenza misurato è visualizzato da un display da 1/2" ad alta efficienza, con 7 cifre LED per il BRI

8250, con 8 cifre LED e segnalazione di overflow del contatore per i mod. BRI 8600 e BRI 8800.

Per il mod. BRI 8250 la sensibilità è migliore di 20 mVrms con minimi di 5 mVrms a 100 MHz e 15 mVrms a 250 MHz.

Per i mod. BRI 8600 e BRI 880 la sensibilità è invece sempre migliore di 20 mVrms su tutta la gamma di frequenze misurabili con un minimo di 15 mVrms.

Le funzioni includono: la possibilità di visualizzazione permanente della finestra; la possibilità di selezione tra diversi periodi di tempo di conteggio e pertanto la possibilità di scegliere la più opportuna soluzione. Per il mod. BRI 8250 possono essere selezionati tempi di un secondo ed un decimo di secondo, mentre per i mod. BRI 8600 e BRI 8800 i tempi selezionabili sono 4: da 0,01 s a 10 s. Con quest'ultimo tempo di conteggio la risoluzione è di 1/10 Hz.

Le impedenze di ingresso hanno valore di 1 MΩ per le frequenze fino all'ordine di grandezza del MHz e 50 Ω per le frequenze con ordine di grandezza superiore.

In futuro per i mod. BRI 8600 e BRI 880 è prevista la versione con interfaccia IEEE 488.

BREMI
Via Benedetta, 155 A
Parma

Uno dei nuovi frequenzimetri della linea BREMI.

Oscillatore a cristalli di quarzo

L'XO-43, un oscillatore al quarzo della Dale Electronics, è caratterizzato da un basso profilo e della calotta metallica saldata elettricamente con messa a terra per minimizzare le interferenze da frequenze radio.

L'oscillatore, a tenuta ermetica, è disponibile a qualsiasi singola frequenza tra 250 kHz o 60 MHz.

Possono essere ordinati modelli ad una qualsiasi delle 5 differenti stabilità di frequenza seguenti: ± 0,005 %, ± 0,01 %, ± 0,05 %, ± 0,1 % e ± 1 %, su tutta la gamma operativa da 0 a 70 °C.

Progettato per sopportare la saldatura senza problemi, l'XO-43 ha una calotta completamente metallica a chiusura ermetica (base nichelata con coperchio di acciaio inossidabile), che resiste alla corrosione e fornisce la massima protezione contro l'umidità.

L'unità è adatta per il packaging denso. Ha un'altezza massima fuori piastra di 5,7 mm, con una larghezza di 13,1 mm e una lunghezza di 20,7 mm.

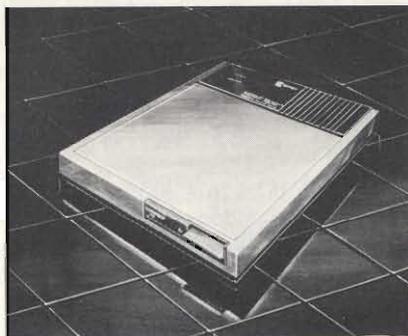
L'XO-43 ha un'uscita TTL compatibile e può comandare un carico massimo in uscita di 10 carichi TTL.

SISRAM
C.so Matteotti, 55
Torino

Bilancia elettronica parlante

La bilancia "Weight Talker" realizzata dalla Barney Hong Kong si avvale della tecnologia dei sintetizzatori di voce per riprodurre una chiara voce maschile che indica il peso. La bilancia è munita di un pulsante che invita automaticamente a salire e una volta che il Weight Talker ha registrato il peso della persona salita sulla piattaforma, ci vogliono due secondi perchè il meccanismo pesapersone si stabilizzi.Poi annuncia: "Il suo peso è di XXX libbre/kilogrammi".

Poichè la bilancia è comandata elettronicamente, non richiede molta corrente ed un'unica pila alcalina da 9 V è sufficiente a fare funzionare il Weight Talker per oltre 1.000 pesature.

HONG KONG TRADE DEVELOPMENT Council
P.ta Pattari, 2
Milano

Bilancia elettronica parlante.

Sistema di misura multifunzione

Il sistema AMS1 della Wayne Kerr è uno strumento dalle molte funzioni, che provvede in modo veloce, accurato e conveniente al controllo e alla misura di molti parametri nel campo audio.

Lo strumento incontra le esigenze e gli standards di costruzione e realizzazione richieste dagli studi di radiodiffusione e registrazione.

Sistema di misura multifunzione che provvede alla misura di molti parametri nel campo audio.

La sua compattezza e allo stesso tempo la sua semplicità d'uso, rendono l'AMS1 uno strumento alla portata sia del rivenditore HI-FI che del più specializzato studio. Ideale per misure comparative e per controlli, è uno strumento valido per i servizi di assistenza. Per determinate misure, quali quella della sensibilità, del guadagno, della potenza di uscita e della risposta di frequenza, l'AMS1 racchiude in sè stesso tre strumenti: un oscillatore a bassa distorsione, un millivoltmetro ed un potenziometro d'uscita.

Può essere inoltre un misuratore di diafonia, di fase, di PPM, di Wow e Flutter, di rumble, di rumore (secondo gli standard), o un contatore e frequenzimetro digitale.

TELAV INTERNATIONAL
Via Leonardo da Vinci, 43
Trezzano S/N (MI)

Timer digitale multiscala

La National Matsushita presenta un timer al quarzo di elevata precisione e di dimensioni a norme DIN 48 x 48 mm.

Realizzato nella versione con e senza display per l'indicazione del tempo, il QM-48 possiede una vasta gamma di temporizzazioni con 3 scale selezionabili da 0,01 s a 99,99 s - da 1 s a 99 min e 99 s - da 1 min a 99 ore e 99 min, semplicemente commutando l'interruttore sul frontale.

L'elevata precisione di ± 0,005 % ± 0,5 s di questo timer lo rende adatto per impieghi in temporizzazioni accurate.

ELCONTROL
Blocco 7 n. 93
Centergross (BO)

Timer denominato QM-48 realizzato nella versione con e senza display per l'indicazione del tempo.

Micro telefono dotato, nonostante le ridotte dimensioni di un registratore con i comandi "rewind", "play" e "record".

Micro telefono con registratore

Il Micro Recorder Phone, modello T-128 della Soundic Electronics è formato da un unico pezzo dentro il quale è inserito un apposito spazio in cui prende posto una cassetta per registrare direttamente dal telefono. È fornito di tasti per la composizione del numero con una capacità fino a 20 digits, una memoria per la ricomposizione automatica del numero e una pausa di entrata per i sistemi PABX.

Inoltre possiede un segnalatore LED che indica se c'è la linea e uno speciale dispositivo che permette di effettuare la conversazione a "mani libere".

Nonostante le sue ridottissime dimensioni, ha inserito all'interno un registratore che possiede i tasti "rewind", "play" e "record".

HONG KONG TRADE DEVELOPMENT COUNCIL
Piazzetta Pattari, 2
Milano

Alimentatori da 150 W per rack

La Philips Divisione Scienza e Industria ha introdotto una serie di alimentatori switching c.a./c.c. estremamente affidabili, con uscite a 150 W. I PE 1123, PE 1124 e PE 1125 ad uscita singola sono stati progettati per essere montati in Eurorack da 19" con distanze fra i moduli di 6 U.

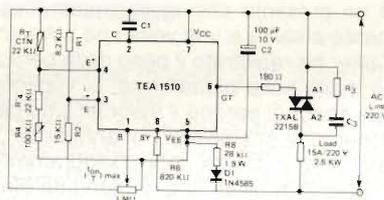
Le nuove unità sono state realizzate impiegando due circuiti ibridi appositamente progettati ed offrono un rendimento compreso fra il 70 ed il 78%. I loro valori nominali sono 5V, 30A (PE 1123), 12/15V, 12, 5A (PE 1124) e 24V, 6A (PE 1125), con convenzione normale ad una temperatura ambiente di 55° C. Si possono ottenere maggiori potenze d'uscita combinando due o tre unità.

Per tutte le unità, il PARD è minore di 50 mV picco-picco.

La regolazione di linea è dello 0,1 % per variazioni di linea del ±10%, mentre la regolazione sul carico è dello 0,2% per una variazione del carico del 100%. La tensione d'ingresso può essere di 110 o 220 V ca, selezionabili dall'utente.

Le unità rispondono alle normative internazionali IEC 65, 348, 380, 435 e 601; UL 478 e 544; e VDE 0411, 0730-1 e 2P, nonchè 0804.

La completa protezione delle unità è garantita dalla limitazione di corrente regolabile a ripristino automatico, dalla protezione regolabile ed efficace contro le sovratensioni, da fusibili per la tensione di linea e dal controllo della sovratemperatura.

PHILIPS
V.le Elvezia, 2
Monza (MI)

Circuito particolarmente adatto per la regolazione "proporzionale" della temperatura.

Controllore di triac

Il circuito TEA 1510 è stato studiato dalla Thomson-EFCIS per applicazioni di commutazioni di potenza in combinazione con un triac.

Esso è particolarmente adatto per la regolazione "proporzionale" della temperatura con tempi di ciclo regolabili da qualche secondo a parecchie decine di minuti.

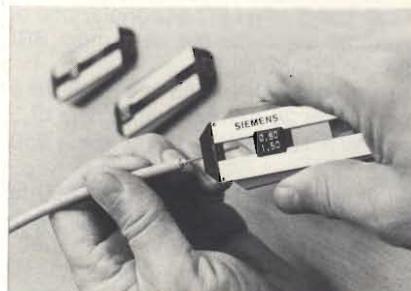
Il tempo di ciclo è proporzionale al valore di un condensatore esterno.

Sono disponibili tre ingressi ad alta impedenza; inoltre il dispositivo è dotato di protezioni termiche complete.

La corrente di uscita è 150 mA.

THOMSON-CSF Componenti
Via M. Gioia, 72
Milano

Pinza spelafili di precisione per fibre ottiche

I cavi a fibre ottiche, per i loro molteplici vantaggi tecnologici, stanno ottenendo un'importanza sempre più crescente nella trasmissione dei segnali elettrici. La prima operazione per unire cavi di questo tipo consiste nel mettere a nudo le estremità delle fibre ottiche. La

Pinza spelafili di precisione per fibre ottiche.

Siemens ha realizzato a tale scopo un utensile in grado di asportare la guaina fissa o mobile delle singole fibre. I taglienti semicircolari delle due lame (eseguite in acciaio ad alta temperatura) sono stati ricavati con un particolare procedimento di erosione, per consentire una perfetta spellatura (la guaina non deve lasciare sfilacciature) e centratura (deve essere più precisa di quella per i comuni cavi di rame). L'utensile, del peso di appena 40 grammi, ha aperture di taglio di 0,25, 0,60 e 0,80 mm ed è disponibile presso tutte le filiali Siemens. I tre diametri sono idonei per le fibre ottiche attualmente in commercio.

SIEMENS ELETTRA S.p.A.
Via F. Filzi, 25/A
Milano

"Scope multiplexer" uno strumento da laboratorio di basso costo.

Scope multiplexer

La Global Specialties propone uno strumento da laboratorio di basso costo, che può estendere la capacibilità di un qualsiasi oscilloscopio con 1 o 2 canali fino a 8 canali.

L'8001 permette di comparare 8 differenti e simultanei segnali in diretto rapporto l'uno con l'altro, agendo su uno switch sul frontale, possono essere comparati o tutti gli 8 canali o i canali da 1 a 4 o i canali da 5 a 8.

L'8001 si presta a svariate applicazioni in laboratorio, in produzione, nei controlli di qualità e in tutte le fasi di collaudo di sistemi analogici e digitali.

FARNELL ITALIA
Via Mameli, 31
Milano

Multimetro autocalibrante

Il multimetro ad alta precisione, autocalibrante, tipo 1081, si pone alla testa della produzione Datron. Progettato appositamente per soddisfare le richieste dei laboratori di standard di misura, il 1081 può tuttavia, grazie alla sua facilità di uso e alla molteplicità di funzioni espletate, ricoprire un vasto campo di utilizzazioni.

Il 1081 è un DMM a 6 1/2 - 7 1/2 cifre ad alta stabilità, con possibilità di letture AC - DC - Ω. In DC l'accuratezza su 24 ore - lettura 6 1/2 digit, è di ± 2 PPMR ± 1 digit, mentre in vero valore efficace si ha un'accuratezza dello 0,01 % da 0,1 Hz ad 1 MHz.

I circuiti di ingresso sono progettati per garantire un basso rumore.

Mediante l'uso di una sonda di temperatura al platino, possono essere misurate temperature in un ampio spettro di range, in particolare per tenere sotto controllo bagni in olio termostatati.

Parametri di linearizzazione costanti possono essere introdotti tramite keyboard.

Per il multimetro di precisione 1081 rimangono invariate le caratteristiche comuni agli altri modelli, cioè la completa programmabilità in IEEE 488 e la calibrazione.

TELAV INTERNATIONAL
Via L. da Vinci, 43
Trezzano S/N (MI)

Oscilloscopio a memoria digitale

Il nuovo oscilloscopio mod. VP-5730 A consente un funzionamento in modo normale fino a 50 MHz e in modo a memoria digitale fino a 10 MHz per fenomeni ripetitivi.

La capacità di memoria è di 2 Kword e la risoluzione dell'ADC con 8 bits è di 1/256. Lo strumento è provvisto dalla funzione di rivelazione di picco che permette il rilievo di "GLITCH" e di falsi segnali, di quella di media dei segnali per eliminare il rumore "RANDOM" e di quella SI/NO per sistemi automatici di misura.

Oscilloscopio a memoria digitale della National Matsushita.

Oltre a ciò, questo oscilloscopio a memoria digitale consente, la visualizzazione di segnali lenti in tempo reale in modo "ROLL", l'interpolazione lineare per la congiunzione dei punti di campionamento, il funzionamento in PRE e POST- TRIGGER, e, misure di tempo e tensioni per mezzo di cursori con la visualizzazione sul CRT di tutte le informazioni alfanumeriche necessarie per una rapida analisi del fenomeno.

Su richiesta è possibile il controllo con interfaccia GP-IB.

BARLETTA APPARECCHI SCIENTIFICI S.r.l.
Via Fiori Oscuri, 11
Milano

Il Personal Programmer mod. 22A è un'unità portatile in grado di programmare le MOS EPROMs le PROMs bipolari, nonchè i microprocessori "single-chip".

"Personal Programmer" mod. 22A

Il Personal Programmer Data I/O mod. 22A, un'unità portatile completamente integrata, programma oltre i 450 dispositivi.

Il mod. 22A programma le MOS EPROMs, EEPROMs, le PROMs bipolari AIM e fuse-link e i microprocessori "single-chip". Inoltre per ampliare le capacità di programmazione, il 22A è adatto in qualsiasi condizione ambientale. Con le sue capacità notevoli di data-handling e interfacciamento, è uno strumento multifunzionale nei laboratori di progettazione; il fatto che sia portatile, che abbia la lampada a raggi ultravioletti built-in e che sia semplicemente da usare; lo rendono ideale per le applicazioni di manutenzione. Il 22A è anche progettato per una programmazione ad alta velocità e ad alto rendimento. Per una programmazione ad alta velocità lo strumento incorpora i più recenti algoritmi "intelligenti". Questi algoritmi eliminano gli impulsi di programmazione ridondanti controllando le celle di memoria dopo ogni impulso per verificare se essi sono stati programmati.

Per massimizzare le rese di programmazione, esso legge le "signature" elettroniche codificate JEDEC che gli permettono di regolare il proprio algoritmo di programmazione alle richieste di ciascun singolo dispositivo. Esso è inoltre fornito di una RAM dati 32k x 8 per programmare le nuove EPROMs 32k x 8.

Le caratteristiche standard comprendono l'approvazione dei fabbricanti di componenti di tutti gli algoritmi di programmazione, protocollo di comando con origine-destino semplificato, data editor completo per la riesaminazione e il debugging di software, controllo remoto, 27 formati di dati (compreso il nuovo 16 bit), test dei componenti che includono "Illegal bit", controllo dei blank check, componente backwards e una verifica two-pass.

Per gli utilizzatori che necessitano di una programmazione o di un budget limitato, è disponibile una versione del mod. 22 con capacità ridotte e ad un prezzo molto più basso.

SISTREL S.p.A.
Via P. Da Volpedo, 59
Cinisello B. (MI)

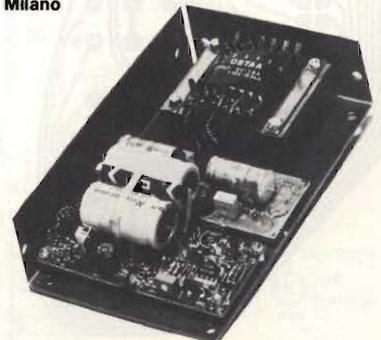
Nuovi alimentatori lineari OPEN FRAME con "hold-up"

La possibilità di "hold-up", tipica della linea di alimentatori Switching, è stata estesa dall'Oltronix anche a diversi modelli della famiglia di alimentatori lineari OPEN FRAME dai costi contenuti.

In particolare è reso possibile, utilizzando una configurazione circuitale semplice ed economica, il mantenimento dell'alimentazione fino a 20 ms dalla caduta della tensione di rete anche nelle condizioni più critiche, ossia minima tensione d'ingresso e massimo carico applicato.

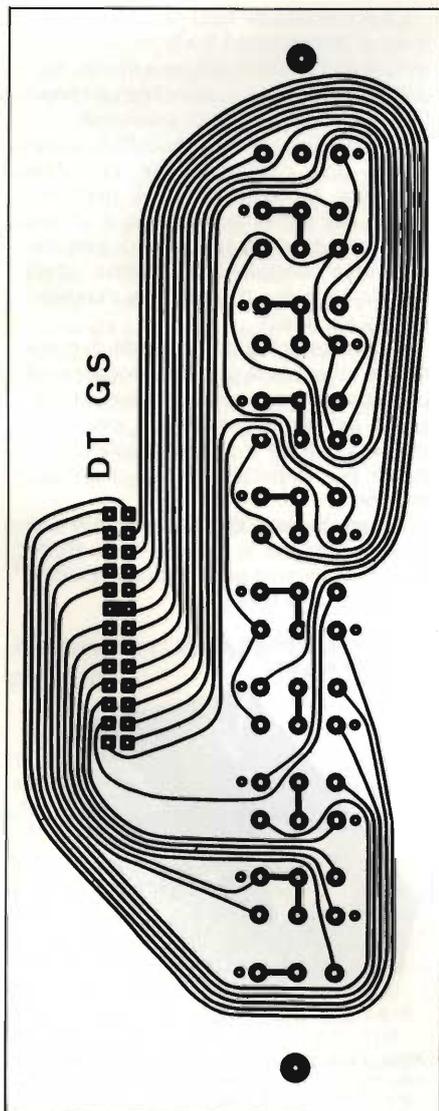
Il circuito utilizzato permette di mantenere invariata la potenza erogata ed è principalmente previsto, anche se utilizzabile per tensioni superiori, per i modelli con uscita a 5 V, particolarmente adatti per applicazioni con microprocessori.

I prodotti della Oltronix, società con vari stabilimenti in Europa, sono distribuiti in esclusiva per l'Italia dall'Elettronucleonica di Milano.

ELETTRONUCLEONICA S.p.A.
Piazza De Angeli, 7
Milano

Alimentatori lineari Open Frame OLTRONIX con possibilità di mantenimento dell'alimentazione fino a 20 ms dalla caduta di rete.

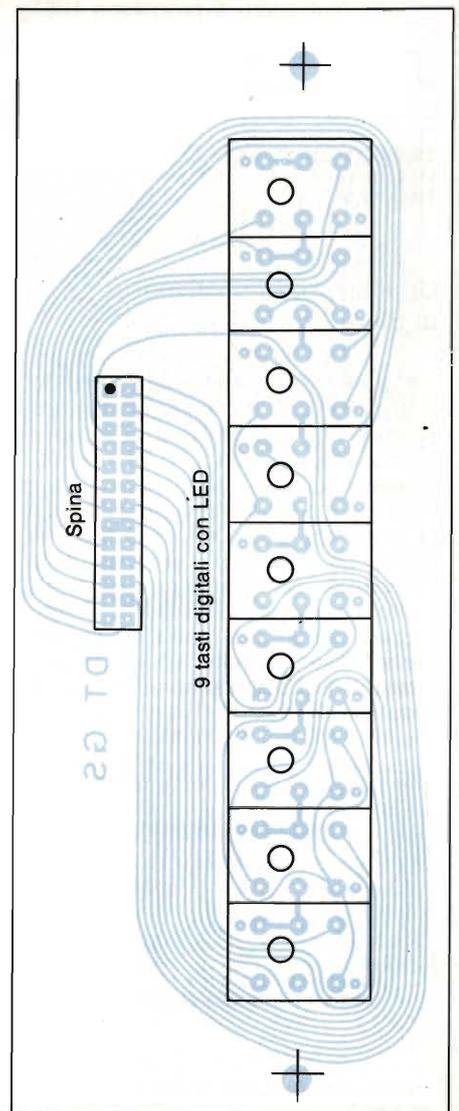
RIDUZIONE DEL RUMORE NEI REGISTRATORI

di Guenter Simon - Terza parte

Quest'ultima parte dell'articolo tratta la costruzione pratica del dispositivo di riduzione del rumore che potrà essere equipaggiato, a scelta, con una scheda Dolby oppure High-Com. Verranno inoltre descritti gli indicatori di livello dei segnali ed il montaggio degli ultimi circuiti stampati.

La parte elettronica della tastiera ed il gruppo dei tasti sono rappresentati nello schema di *figura 9*, riuniti in una sola unità. I nove pulsanti "digitast" con LED incorporato sono montati, insieme al connettore a 26 poli per la piattina multipolare per i collegamenti tra i circuiti stampati, su un piccolo c.s. (*figura 12*) che dovrà essere fissato dietro al pannello frontale (in *figura 13* è possibile osservare la disposizione dei componenti). Il circuito stampato della sezione analogica dovrà essere collegato al circuito stampato della tastiera tramite una piattina con 10 conduttori, mentre il circuito stampato dei tasti dovrà essere collegato a quello contenente i circuiti elettronici di pilotaggio mediante una piattina con 26 conduttori.

Il misuratore di livello del segnale (*figura 14*) è composto dal gruppo rettificatore e dal circuito di conversione logaritmica. La scala di misura è di 50 dB (rapporto di tensione pari ad 1 : 316). Per limitare il campo di misura nella sezione rettificatrice, quest'ultima è preceduta da un convertitore da variazione lineare in variazione logaritmica: in questo modo viene ottenuta una scala lineare in dB, che permette una maggiore precisione.

Fig. 12. Piste di rame del gruppo tastiera.

Fig. 13. Disposizione dei componenti sul circuito stampato della tastiera, che dovrà essere montato direttamente dietro al pannello frontale.

Indicazione di livelli di segnale superiori a 50 dB

L'ampia scala di misura, con un'escursione di 50 dB, è possibile grazie alla regolazione ottimale della dinamica di variazione delle tensioni d'ingresso ottenuta mediante il convertitore logaritmico. Il partitore della tensione d'ingresso, formato dai resistori da 12,1 kΩ e da 1 kΩ, corregge la sensibilità d'ingresso del convertitore logaritmico. I segnali di uscita dalla sezione logaritmica vengono fatti proseguire, tramite un amplificatore differenziale, verso il rettificatore. I picchi positivi dei segnali, convertiti alla variazione logaritmica, vengono applicati ad uno dei due raddrizzatori per valori di picco identici e funzionanti in parallelo: i picchi positivi pervengono direttamente al primo rettificatore ed i picchi negativi sono applicati al secondo rettificatore, tramite uno stadio invertitore di fase. Invece dei diodi 1N4151 indicati sullo schema (che potrebbero essere talvolta difficili da trovare in commercio), sarà anche possibile impiegare i più comuni diodi universali 1N4148; però la velocità di commutazione diminuirà leggermente.

Il condensatore Ct viene caricato, tramite il resistore di carico Rt1, durante entrambe le semionde del segnale, mentre la scarica del condensatore avviene tramite il resistore Rt2. Il segnale di uscita presente ai terminali del condensatore Ct è poi applicato ad un convertitore di impedenza ad elevata resistenza, il cui livello di uscita piloterà gli strumenti di misura tramite un potenziometro trimmer. Il tempo di risposta del misuratore del segnale di uscita è determinato dalla costante di tempo τ = Rt1 . Ct e dall'inerzia dello strumento. Il tempo di smorzamento dipenderà invece dalla costante di tempo Rt2 . Ct.

Le *figure 15* e *16* mostrano rispettivamente i percorsi delle piste di rame e la disposizione dei componenti sul circui-

Tabella 1 - Dati di avvolgimento delle bobine

Bobina	Filo di rame smalt.	Spire	Nucleo ad olla Siemens Ø 14 x 8 Siferrit
36 mH	0,15 mm	300	N28 AL 400 con vite di taratura
23 mH	0,15 mm	240	N28 AL 400 con vite di taratura
11 mH	0,20 mm	166	N28 AL 400 Senza vite di taratura

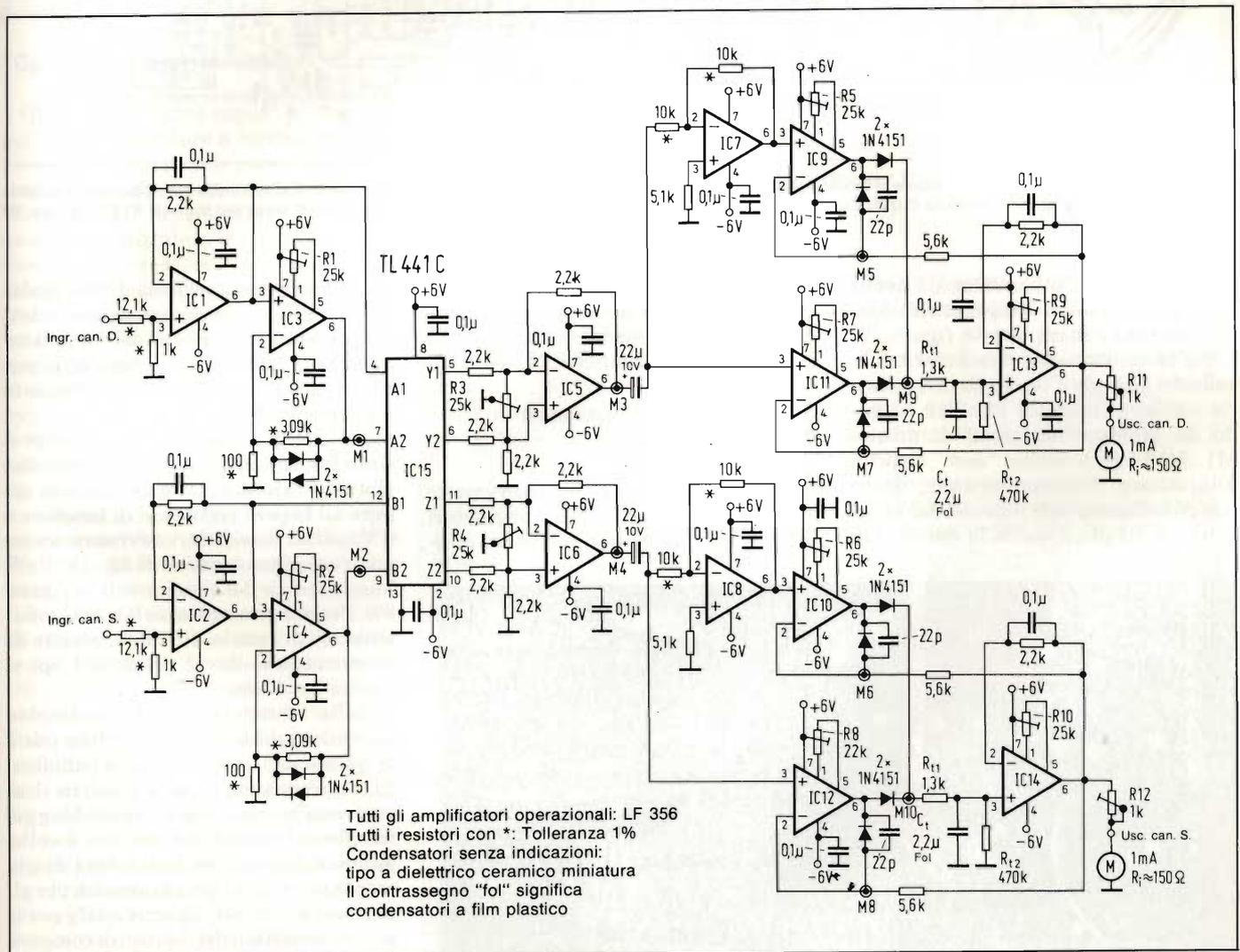



Fig. 14. Misuratore del livello di segnale. La conversione logaritmica del segnale permette di ottenere sullo strumento una scala di 50 dB.

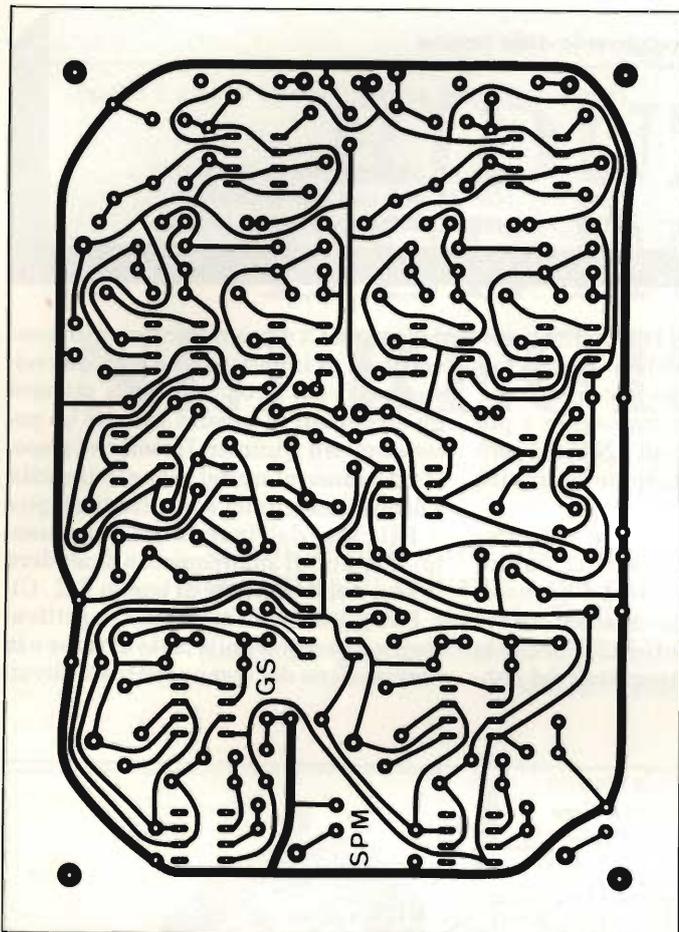



Fig. 15. Circuito stampato del misuratore di livello del segnale. Il formato della scheda è stato scelto secondo l'unificazione europea.

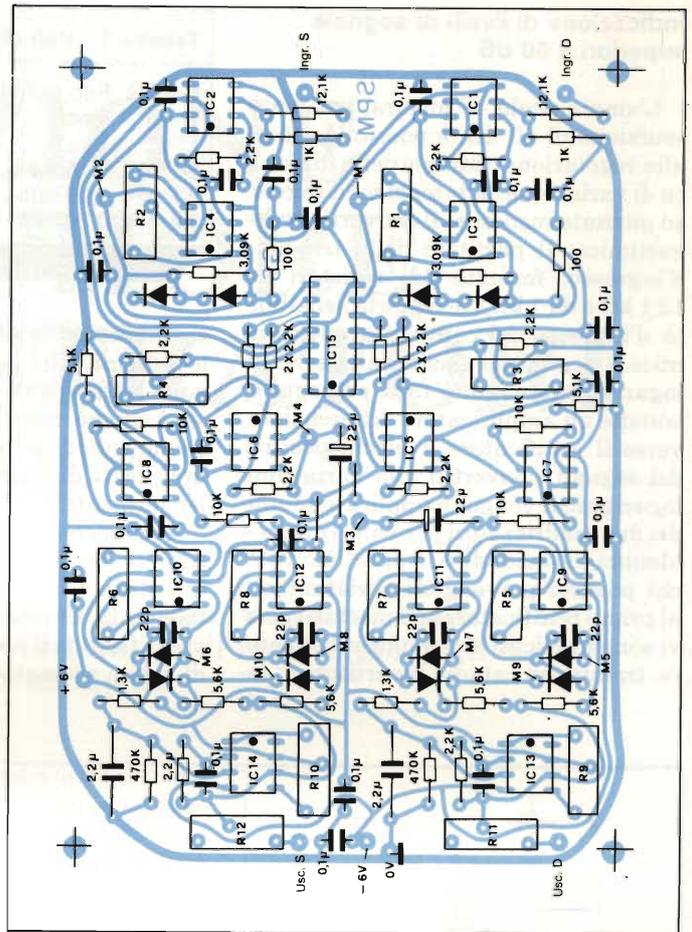



Fig. 16. Disposizione dei componenti sul circuito stampato del misuratore del livello di segnale. Tutti i diodi sono del tipo 1N 4151, oppure 1N 4148 (vedi testo).

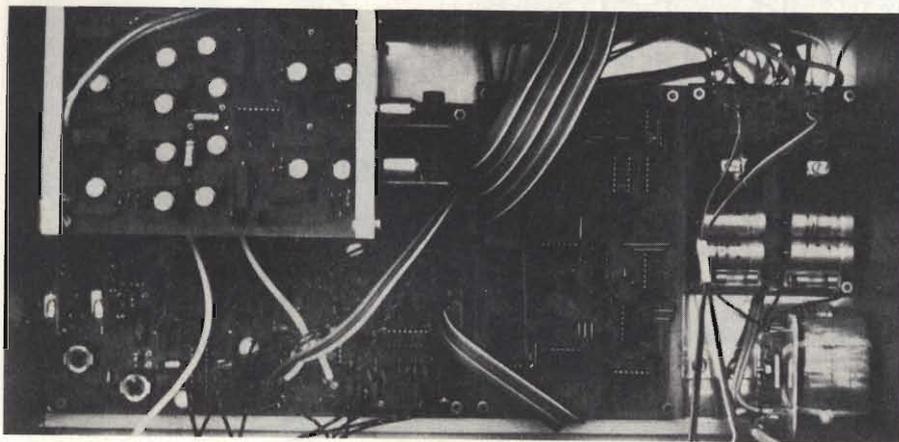
to stampato del misuratore di livello d'uscita. La scala in dB per lo strumento di misura è disegnata in *figura 17*.

Per la taratura del misuratore di livello del segnale d'uscita sarà necessario regolare i trimmer R1...R10, in modo da ottenere nei punti di misura M1...M10 una tensione "zero" rispetto alla massa. Successivamente, dovrà essere collegata agli ingressi del misuratore di livello d'uscita la tensione di misura a 400 Hz e 500 mV prodotta dall'oscillatore di prova: la deviazione dell'indice dovrà essere regolata a 0 dB mediante i potenziometri R11 ed R12.

Alimentatore con regolatori di tensione integrati

In *figura 18* è possibile osservare lo schema dell'alimentatore. I regolatori di tensione impiegati dovrebbero essere del tipo a tensione fissa. I due regolatori da 12 V dovranno essere montati sulla parete metallica del mobiletto (mediante lastrine di isolamento), per disperdere il calore sviluppato durante il funzionamento.

Sul circuito stampato (*figura 19*) è stato lasciato spazio sufficiente per due piccoli dissipatori termici ad alette oppure ad U per i regolatori di tensione a 6 V; questi dissipatori dovranno avere una resistenza termica di 12...15 °C/W (disposizione dei componenti in *figura 20*). Per mantenere bassa l'induzione di tensioni di ronzio, il trasformatore di alimentazione dovrà essere del tipo a nucleo toroidale.

Dalla fotografia dell'apparecchio montato pubblicata nella prima parte di questo articolo e da quella pubblicata in questa terza parte, è possibile ricavare una soluzione per l'assemblaggio dei diversi moduli del circuito. I collegamenti cablati per le tensioni di alimentazione, per i potenziometri, per gli ingressi e le uscite, nonchè quelli per le schede inseribili dei due tipi di compander, vengono eseguiti utilizzando normali terminali a presa e spina per cir-

Apparecchio completamente montato, con la disposizione dei vari circuiti stampati.

cuiti stampati. Anche i ponticelli di filo necessari per determinare le priorità all'accensione dell'apparecchio o per la selezione tra Dolby-B e High-Com verranno effettuati con il sistema a presa e spina, per facilitare le eventuali modifiche; lo stesso vale per le due schede compander.

Punti di collegamento a massa dei cablaggi

I conduttori di segnale e di massa che collegano i vari gruppi funzionali dovranno essere separati tra loro. Dal punto di massa "1" del circuito stampato della sezione analogica partono i conduttori di massa diretti alle prese di ingresso e di uscita, al punto di massa "2" del circuito stampato della sezione analogica ed ai punti di massa vicini alle prese d'ingresso per i microfoni.

In *tabella 1* sono specificati i dati di avvolgimento delle bobine per il filtro multiplex e per il filtro di polarizzazione. In *tabella 2* sono elencati i componenti speciali necessari per questo apparecchio.

Fig. 17. Modifica da apportare alla scala dei due strumenti di misura ad indice.

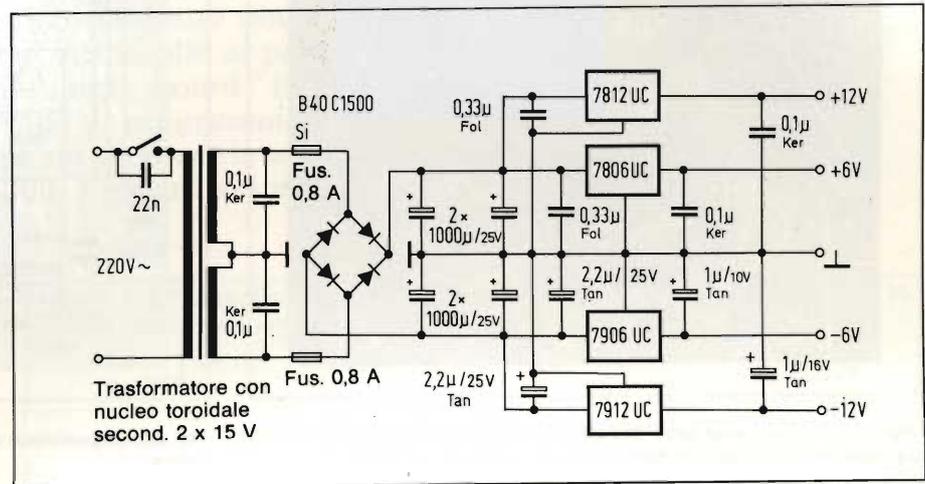



Fig. 18. Alimentatore con quattro regolatori di tensione integrati, che fornisce tutte le tensioni necessarie per l'alimentazione del circuito.

"Cablaggio" del processore

Gli ingressi "Line input" o "Aux input" del registratore a nastro dovranno essere collegati alle prese "registrazione" del processore, mentre le uscite "Line output" del registratore dovranno essere collegate alle prese "riproduzione" del processore. Un secondo registratore a nastro, il cui contenuto registrato debba essere trasferito sul primo, oppure un amplificatore, potranno essere collegati all'ingresso "Line"; sarà possibile collegare un sintonizzatore radio all'ingresso "FM", mentre gli eventuali microfoni dovranno essere collegati alle apposite prese microfoniche del processore. L'uscita del processore dovrà essere collegata ad uno degli ingressi "Aux" o "Line" dell'amplificatore, oppure di un secondo registratore.

Per la messa a punto viene impiegato un segnale a 400 Hz in grado di produrre nel nastro un flusso magnetico di 185 nWb/m: questo segnale verrà ricavato da un apposito nastro di taratura. Tale nastro potrà essere facilmente prodotto dall'utilizzatore stesso: tra i dati tecnici del registratore a nastro dovrebbero essere indicati il flusso magnetico nel nastro che corrisponde al segnale massimo di pilotaggio e la relativa tensione di uscita (Per esempio, nel registratore Revox A700, ad un flusso magnetico 514 nWb/m corrisponde una tensione di uscita di 1,55 V). Sarà facile calcolare la tensione d'uscita relativa ad un flusso di 185 nWb/m (Per il Revox A700, questa tensione sarà pari a 558 mV). Dopo aver eseguito il calcolo, sarà possibile registrare un nastro di prova con un segnale a frequenza di 400 Hz e con la prescritta tensione d'uscita.

Messa a punto prima della registrazione

Il nastro di taratura dovrà essere riprodotto mediante il registratore da mettere a punto, regolando i potenziometri "riproduzione" del processore fi-

Tabella 2 - Componenti speciali necessari per la costruzione dell'apparecchio

Relè:	Relè reed DIL Hamlin 1 contatto di scambio, tipo 1231 2 contatti in chiusura, tipo 1220
Tasti:	Digitast SRL con LED rosso incorporato
Connettori:	Serie MGS 4400 a 4 poli ed a 6 poli, per circuito stampato Siemens K 154b, 5 kΩ
Resistore NTC:	
Nuclei ad olla:	Nuclei ad olla Siferrit N28 AL400, ∅ 14 x 8 Gruppo di montaggio Siemens B65541-K0400-A028 Rocchetti B65545-A0000-H001 Piedinatura per circuito stampato con 4 piedini B65545-A0009-X000 Vite di taratura N23 nera B65549-C0004-X023
Trasformatore:	Con nucleo toroidale per la potenza richiesta
Mobiletto:	Metallico, dimensioni 400 x 250 x 105 mm
Strumento di misura:	1 mA f.s., ∅ 86 mm
Schede inseribili:	High-Com BS 5335, senza DNR (Telefunken) Dolby
Circuito integrato:	B NE 645 B (Signetics)

Fig. 19. Circuito stampato dell'alimentatore. L'incisione è effettuata esclusivamente lungo i margini di separazione tra le piste.

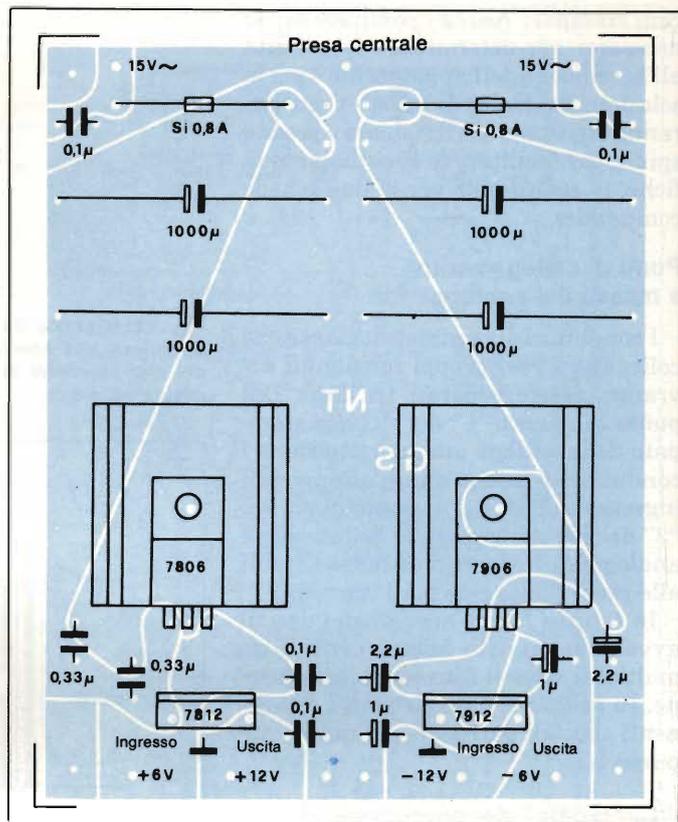



Fig. 20. Disposizione dei componenti sul circuito stampato dell'alimentatore

Bibliografia:

(1) Rauschunterdrüeckung bei Tonüebertragungen (Soppressione del rumore nei riproduttori audio) Funktechnische Arbeitsblaëtter Ea 62 1-3. FUNKSCHAU 1978, fascicoli 2 e 4.

(2) High-Com Uëberblick und Entwicklung. (Descrizione e sviluppo del sistema High-Com) FUNKSCHAU 1980, fascicolo 17, pagina 67.

(3) B. Wildenroth: High-Com Modifikationen. (Modifiche al sistema High-Com). FUNKSCHAU 1982, fascicolo 26, pagina 69.

no alla posizione corrispondente ad un livello di segnale di 0 dB. Dovrà essere poi inserito nel registratore, predisposto nella posizione "Tape", un nastro vuoto. Premendo il tasto "Test" sul processore, questo verrà automaticamente commutato per il controllo del segnale prima della compressione. Il registratore dovrà essere ora predisposto per l'incisione ed il livello del segnale dovrà essere nuovamente regolato a 0 dB mediante i potenzionetri "registrazione" del processore.

Il processore è ora pronto all'uso. Il regolatore del registratore a nastro ed i regolatori di registrazione e di riproduzione del processore non dovranno essere più ritoccati: l'ampiezza del segnale dovrà essere regolata esclusivamente mediante il regolatore di livello del processore. Nei registratori a doppia testina privi di controllo "Monitor", il procedimento di taratura in registrazione dovrà essere ripetuto fintanto che lo strumento misuratore di livello del segnale non darà un'indicazione di 0 dB durante la riproduzione del segnale di prova precedentemente registrato. ■

La TI abbandonerà gli Home Computer?

Riuscirà la Texas Instruments a competere con successo nei mercati dei prodotti di largo consumo? È uno dei più ricorrenti interrogativi dopo la débacle con gli home computer con cui la società ha registrato nel primo semestre '83 perdite per oltre 180 milioni di dollari che hanno costretto ad evidenziare una perdita di bilancio di quasi 120 milioni pur se il Consumer Group genera poco più del 15% del fatturato consolidato. La TI ha conosciuto un grande successo commerciale nell'area del personal computing con il sistema 99/4A ma essa ha sempre avuto delle grosse difficoltà nel settore dei prodotti di consumo, venduti tramite distribuzione, a conciliare in modo ottimale tecnologia e prezzi. Si attribuisce, infatti, agli elevati costi di produzione degli home computer il principale motivo che ha portato la TI ad una completa ristrutturazione delle sue attività, compresi i prodotti di aiuto allo studio come lo Speak & Spell, anch'essi in difficoltà, e, ma solo marginalmente, le calcolatrici, che continuano ad evidenziare margini positivi.

PROGRAMMATORE DI EPROM

ing. Ennio De Lorenzo e Peter Wolf

Il largo uso di microcomputer rende sempre più necessaria la programmazione di EPROMS: si pensi per esempio alle svariate applicazioni dei "single board" computers. Il dispositivo che presentiamo è in grado di programmare tutti i tipi di Eproms più in uso e può venir collegato facilmente alla maggior parte dei computers presenti sul mercato.

L'"EPROM - programmer" qui proposto è in grado di programmare i tipi 2716, 2732, 2716A e 2764. Il problema è stato risolto in modo di ridurre al minimo la hardware esterna necessaria, semplificando così la sua realizzazione. L'unica condizione richiesta al computer che dovrà pilotare il programmatore di Eprom, è quella di essere munito di un'interfaccia parallela con un minimo di 18 linee (per esempio: l'interfaccia parallela adottata per il dispositivo qui presentato è l'8255 dell'INTEL e ne ha 24). Il software proposto in questo articolo è scritto in BASIC e serve da base per l'uso del programmatore: l'utente può facilmente ampliarlo o modificarlo a piacere.

Un minimo di hardware

Il circuito è stato progettato per funzionare con un sistema interfacciato con l'interfaccia parallela 8255 che viene interpellata in linguaggio BASIC tramite le istruzioni IN o OUT. Altri computer usano per lo stesso scopo le istruzioni PEEK e POKE.

La *figura 2* riporta il circuito completo del programmatore e dimostra la sua semplicità e parsimonia di componenti necessari. L'interfaccia parallela 8255 mostra verso l'"esterno" tre cosidetti "ports" o gruppi di linee da 8 Bit ciascuna, chiamati port A, B e C.

Port A viene usato per trasportare i dati dal ed al computer.

Port B pilota con i Bit 0 ed 1 i due contatori binari IC1 ed IC2, che generano gli indirizzi per i vari EPROMs (si sarebbe potuto generare gli indirizzi direttamente ma ciò avrebbe richiesto un numero troppo elevati di linee dei ports).

Tabella 1. Il "control-word" (codice di controllo) per la lettura dell'EPROM 2716. Questo codice sarà presente in uscita al Port C.

Port C bit	Valore	Livello	Significato
0	1←	Alto	Tensione al piedino 21 (2716)
1	2	Basso	Bit di predisposizione
2	4	Basso	per le diverse tensioni
3	8	Basso	(5/21/25V)
4	16	Basso	Indirizzo A11 al piedino 21
5	32	Basso	$\overline{PGM}$ per 2764
6	64	Basso	$\overline{CE}$ (Chip Enable)
7	128←	Alto	$\overline{OE}$ (Output Enable)
Somma = 129			

Port C si occupa dei segnali di controllo: le tensioni di programmazione, i segnali di "Chip-Enable" (abilitazione) e gli impulsi di programmazione.

Il NAND-Gate IC3 esercita una funzione di sicurezza evitando il cortocircuito della tensione di alimentazione di 25V in caso di situazioni "proivite" (per esempio tutte le linee di port C a livello alto).

Le varie tensioni per programmare o leggere le EPROMs vengono generate dai diodi Zeener D3 e D4. I diodi Zeener hanno notevoli tolleranze e perciò si dovrà ricorrere a combinazioni da stabilire in caso in caso.

D3 deve generare una tensione di programmazione di 21V, mentre D3 e D4 assieme hanno il compito di erogare

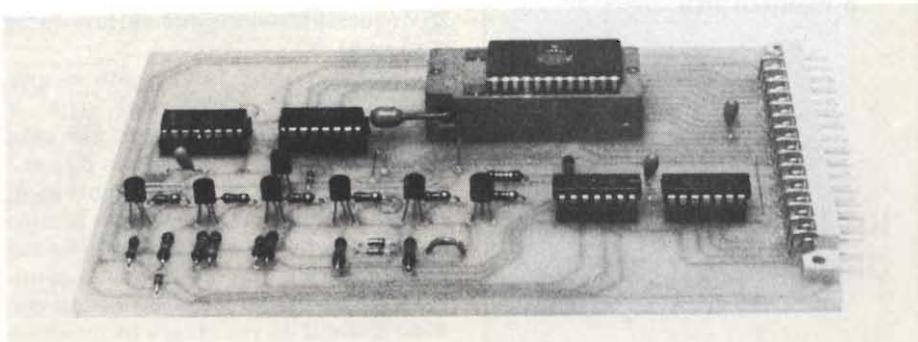



Fig. 1. Il programmatore di EPROM completo.

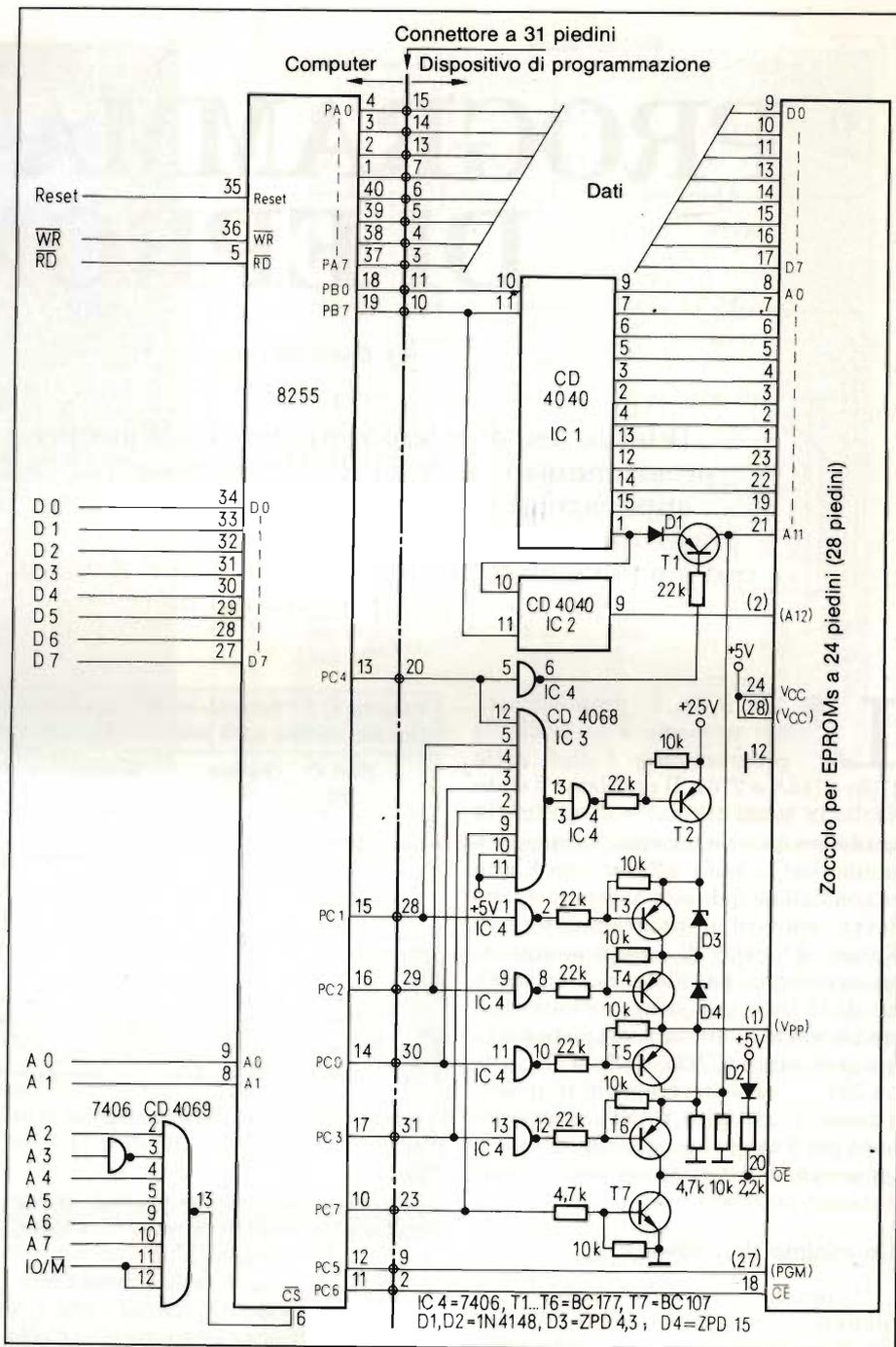



Fig. 2. Il circuito del programmatore di EPROM.
La numerazione delle connessioni si riferisce ad un'EPROM con 28 piedini.

25V (questa tensione può variare da 24 a 26 volt).

L'intero circuito trova posto su una scheda formato "Eurocard" (100 x 160mm) con tutte le piste su una sola faccia. Il Lay-out è riportato in *figura 3* e la disposizione dei componenti in *figura 4*. La disposizione di tutte le piste su una sola faccia rende inevitabile l'uso di ponticelli, ma d'altro canto elimina la necessità dei fori metallizzati che sono difficili da realizzare ed incidono non poco sul costo della scheda.

Nel caso che il computer ed il programmatore avessero alimentazioni separate, è consigliabile l'uso di due resistenze da 10 kΩ alle linee dei contatori degli indirizzi per prevenire un sovraccarico dei diodi di protezione dei ircuiti CMOS qualora l'alimentazione del programmatore risulti spenta.

Diversi tipi di EPROMs

La *figura 5* mostra le diverse modalità di lettura e scrittura dei diversi tipi di Eprom. In caso di dubbi è consigliabile consultare i "data sheets" del pro-

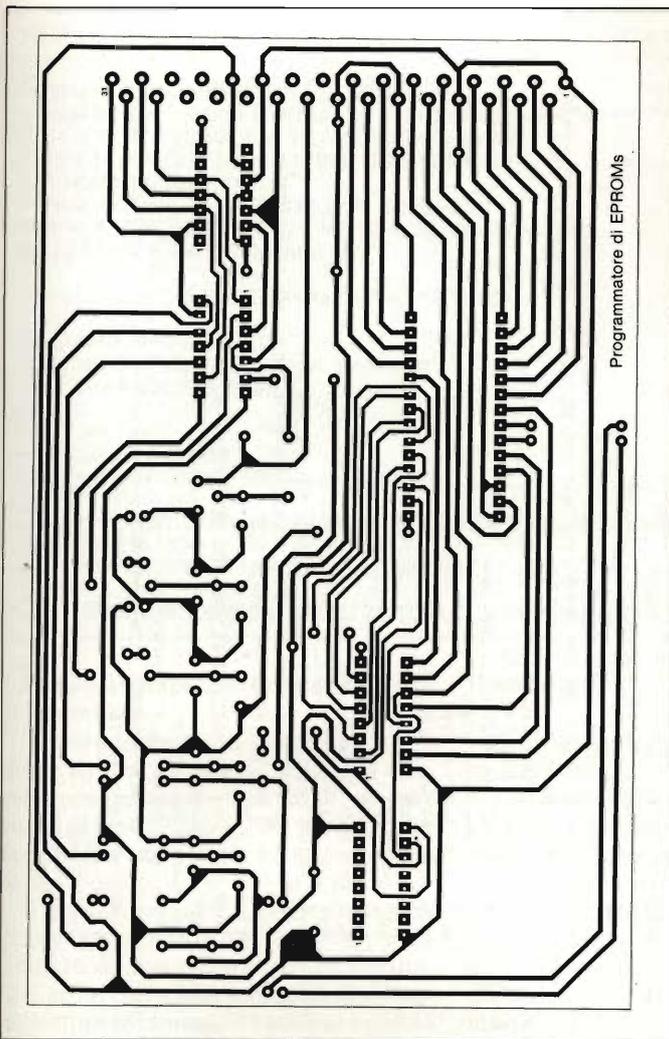



Fig. 3. Il layout del programmatore è realizzato su una scheda formato Eurocard (100 x 160 mm).

2716

Operazione \ Pin	$\overline{CE}$ (PGM) 18	$\overline{OE}$ 20	V_{PP} 21	Uscite 9-11/13-17
Lettura	Livello basso	Livello basso	+5V	Dati (output)
Standby	Livello alto	Indifferente	+5V	Alta impedenza
Programmazione	Impulso Basso → Alto	Livello alto	+25V	Dati (input)

2732 2732A

Operazione \ Pin	$\overline{CE}$ 18	$\overline{OE}/V_{PP}$ 20	Uscite 9-11/13-17
Lettura	Livello alto	Livello basso	Dati uscita
Standby	Livello alto	Indifferente	Alta impedenza
Programmazione	Livello basso	+25V (2732) +21V (2732A)	Dati (input)

2764

Operazione \ Pin	$\overline{CE}$ 20	$\overline{OE}$ 22	$\overline{PGM}$ 27	V_{PP} 1	Uscite 11-13/15-19
Lettura	Livello basso	Livello basso	Livello alto	+5V	Dati (output)
Standby	Livello alto	Indifferente	Indifferente	+5V	Alta imped
Programmazi	Livello basso	Indifferente	Livello basso	+21V	Dati (input)

Fig. 5. Un confronto degli ingressi di controllo di diversi tipi di EPROM per lettura e programmazione. Lo stato "indifferente" vuol dire che può essere presente sia un livello alto che basso.

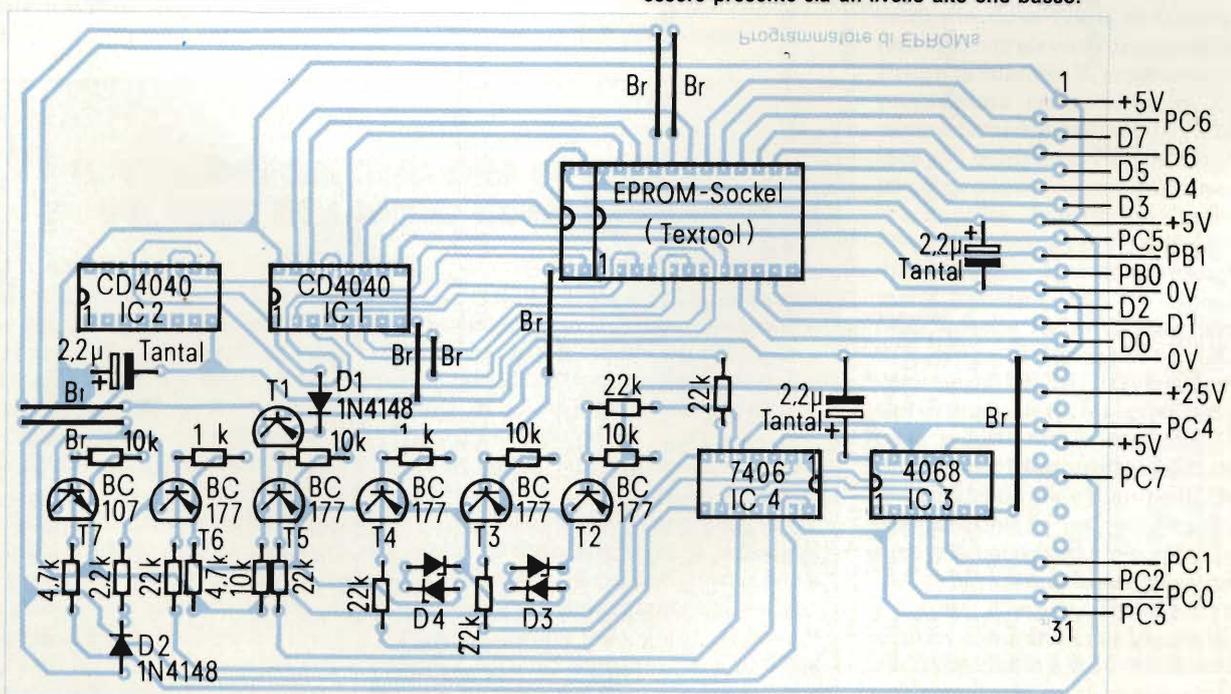



Fig. 4. La disposizione dei componenti sulla scheda.

```
10  REM ** VARIABLENBELEGUNG                          *
11  REM ** A = EPROMTYP.    B = MENUEAUSWAHL          *
12  REM ** A1= EPROMKAPAZITAET IN BYTE -1             *
13  REM ** P = SCHLEIFENVAR. PROGRAMMIERIMPULS        *
14  REM ** J = SCHLEIFENVARIABLE ALLGEMEIN            *
15  REM ** E,E1 = STARTADRESSE DEZ.  RAM              *
16  REM ** W = SPEICHERDATEN                          *
17  REM
20  DIM A$(5),B$(5),C$(5),T$(5)
25  PRINT "E-PROMMER           V1.3                    NOV. 82     P.WOLF"
30  PRINT : PRINT
31  PRINT  TAB (20),"1 = 2716"
32  PRINT  TAB (20),"2 = 2732"
33  PRINT  TAB (20),"3 = 2732 A"
34  PRINT  TAB (20),"4 = 2764"
36  PRINT : INPUT "WELCHER EPROMTYP "A
38  IF A=0 OR A>4: PRINT "FALSCHE EINGABE, BITTE NEUE WAHL.": GOTO 30
40  PRINT : PRINT  TAB (20),"1 = PROGRAMMIEREN"
42  PRINT  TAB (20),"2 = AUSLESEN"
44  PRINT  TAB (20),"3 = ENDE"
50  PRINT : INPUT "EINGABE "B
60  IF B=0 OR B>3: PRINT "FALSCHE EINGABE, BITTE NEUE WAHL.": GOTO 40
70  IF B=3: END
80  IF B=2 THEN 400
90  REM ** LOESCHTEST, PROGRAMMIERUNG UND TEST DES INHALTES ** --
95  INPUT "STARTADRESSE <HEX>: "A$: GOSUB 1000
100  OUT 247,144: OUT 245,2: OUT 245,0
110  IF A=1:A1=2047: OUT 246,65
115  IF A=2 OR A=3:A1=4095: OUT 246,80
120  IF A=4:A1=8191: OUT 246,112
130  PRINT "BITTE EPROM IN DEN SOCKEL SETZEN UND <OK> EINGEBEN."
140  INPUT A$
150  IF A$<>"OK" THEN 130
160  PRINT "LOESCHTEST LAEUFT !"
170  IF A=1: OUT 246,129
172  IF A=2 OR A=3: OUT 246,144
174  IF A=4: OUT 246,176
180  FOR J=1 TO A1
190  IN 244,W
195  IF W<255: PRINT "EPROM IST NICHT GELOESCHT.": PRINT : GOTO 100
200  OUT 245,1: OUT 245,0: REM *** ADRESSZAEHLER ERHOEHEN ***
210  NEXT J
212  IF A=1: OUT 246,65
214  IF A=2 OR A=3: OUT 246,80
216  IF A=4: OUT 246,112
220  PRINT "** PROGRAMMIERUNG LAEUFT ! **"
230  OUT 247,128: OUT 245,2: OUT 245,0
240  ON A GOTO 250,270,290,310
250  REM ** 2716 **
252  OUT 246,7
254  FOR J=E TO E+A1
256  PEEK J,W: OUT 244,W
258  OUT 246,71: FOR P=1 TO 34: NEXT P: OUT 246,7
260  OUT 245,1: OUT 245,0
262  NEXT J
264  GOTO 330
270  REM ** 2732 **
272  OUT 246,94
274  FOR J=E TO E+A1
276  PEEK J,W: OUT 244,W
278  OUT 246,30: FOR P=1 TO 34: NEXT P: OUT 246,94
280  OUT 245,1: OUT 245,0
282  NEXT J
284  GOTO 330
290  REM ** 2732 A **
292  OUT 246,92
294  FOR J=E TO E+A1
296  PEEK J,W: OUT 244,W
298  OUT 246,28: FOR P=1 TO 34: NEXT P: OUT 246,92
300  OUT 245,1: OUT 245,0
302  NEXT J
304  GOTO 330
310  REM ** 2764 **
312  OUT 246,52
314  FOR J=E TO E+A1
316  PEEK J,W: OUT 244,W
318  OUT 246,20: FOR P=1 TO 34: NEXT P: OUT 246,52
320  OUT 245,1: OUT 245,0
322  NEXT J
330  OUT 247,144: OUT 245,2: OUT 245,0
332  IF A=1: OUT 246,129
334  IF A=2 OR A=3: OUT 246,144
336  IF A=4: OUT 246,176
338  PRINT "INHALTSTEST LAEUFT !"
340  FOR J=E1 TO E1+A1
342  IN 244,W: PEEK J,W1
344  IF W<>W1: PRINT : PRINT "<<PROGRAMMIERUNG IST FEHLERHAFT>>": GOTO 350
346  OUT 245,1: OUT 245,0
348  NEXT J
349  PRINT : PRINT " <<< PROGRAMMIERUNG IST OHNE FEHLER  >>>"
350  IF A=1: OUT 246,65
352  IF A=2 OR A=3: OUT 246,80
354  IF A=4: OUT 246,112
358  PRINT : PRINT "BITTE EPROM AUS DEM SOCKEL NEHMEN UND <OK> EINGEBEN."
360  INPUT A$
362  IF A$<>"OK" THEN 358
364  GOTO 30
400  REM ** AUSLESEN IN SPEICHER ** ------------------------------
410  OUT 247,144: OUT 245,2: OUT 245,0
412  IF A=1:A1=2047: OUT 246,65
414  IF A=2 OR A=3:A1=4095: OUT 246,80
416  IF A=4:A1=8191: OUT 246,112
418  PRINT : INPUT "STARTADRESSE RAM <HEX>: "A$: GOSUB 1000
420  PRINT : PRINT "BITTE EPROM IN DEN SOCKEL SETZEN UND <OK> DRUECKEN."
430  INPUT A$
440  IF A$<>"OK" THEN 420
462  IF A=1: OUT 246,129
464  IF A=2 OR A=3: OUT 246,144
466  IF A=4: OUT 246,176
470  FOR J=E TO E+A1
480  IN 244,W: POKE J,W
490  OUT 245,1: OUT 245,0
500  NEXT J
502  IF A=1: OUT 246,65
504  IF A=2 OR A=3: OUT 246,80
506  IF A=4: OUT 246,112
508  PRINT : PRINT "EPROMDATEN SIND IM SPEICHER."
510  PRINT "BITTE EPROM AUS DEM SOCKEL NEHMEN UND <OK> DRUECKEN."
520  INPUT A$: IF A$<>"OK" THEN 520
530  GOTO 30
1000  REM ** HEX-DEZ WANDLUNG VON ADRESSEN ** --------------------
1005 E=0:F=4096
1010  FOR S=0 TO 3
1020  LET B$=A$(S,1):D=ASC(B$)
1030  IF D>=65:D=D-55: ELSE D=D-48
1040 E=E+D*F:F=F/16
1050  NEXT S
1060 E1=E
1070  RETURN
```

Fig. 6. Il software per il programmatore scritto in linguaggio BASIC.

TRADUZIONE IN ITALIANO DELLE ISTRUZIONI RIPORTATE NEL PROGRAMMA IN TEDESCO

10 REM ** DEFINIZIONE DELLE VARIABILI **
11 REM ** A = TIPO DI EPROM < B = SCELTA DEL MENU **
12 REM ** AI = CAPACITA' DELL'EPROM IN BYTE = 1 **
13 REM ** P = COSTANTE DI TEMPO PER L'IMPULSO DI PROGRAMMAZIONE **
14 REM ** J = COSTANTE DI LOOP GENERICA **
15 REM ** E,E! = INDIRIZZO D'INIZIO RAM (DECIMALE) **
16 REM ** w = DATI DI MEMORIA **

25 PRINT "EPROM PROGRAMMER V 1.3 NOV. 82"

36 .... "CHE TIPO DI EPROM"
38 .... "IMPOSTAZIONE ERRATA, RIPROVA"
40 .... "1 = PROGRAMMARE"
42 .... "2 = LETTURA"
44 .... "3 = FINE"
50 .... "IMPOSTAZIONE"
60 .... "IMPOSTAZIONE ERRATA, RIPROVA"

90 REM ** TEST DI CANCELLAZIONE, PROGRAMMAZIONE E TEST DEL CONTENUTO **
95 .... "INDIRIZZO DI START <ESADECIMALE>"

130 .... "INSERIRE L'EPROM NELLO ZOCCOLO E BATTERE <OK>"

160 .... "TEST DI CANCELLAZIONE IN CORSO"
195 .... "EPROM NON È CANCELLATO"
200 .... "INCREMENTA IL CONTATORE DEGLI INDIRIZZI"
220 .... "PROGRAMMAZIONE IN CORSO"

330 .... "TEST DEL CONTENUTO IN CORSO"

334 .... "«PROGRAMMAZIONE ERRATA»"

349 .... "«PROGRAMMAZIONE SENZA ERRORI»"

358 .... "TOGLIERE L'EPROM DALLO ZOCCOLO E BATTERE <OK>"

400 REM ** LETTURA IN MEMORIA **

418 .... "INDIRIZZO DI INIZIO RAM <ESADECIMALE>:"
420 .... "INSERIRE L'EPROM NELLO ZOCCOLO E BATTERE <OK>"

508 .... "IL CONTENUTO DELL'EPROM SI TROVA IN MEMORIA"

510 .... "TOGLIERE L'EPROM DALLO ZOCCOLO E BATTERE <OK>"

1000 REM ** CONVERSIONE ESADECIMALE/DECIMALE DEGLI INDIRIZZI **

duttore del componente che si desidera programmare.

In linea generale si può considerare che le Eprom del tipo 2716 e 2732 vengono programmate con 25 V mentre quelle di tipo 2732A e 2764 con 21V. La durata dell'impulso di programmazione deve essere di 50 + / œ 5 ms.

Il programmatore è in grado di programmare anche le Eprom 2764, perciò è dotato di uno zoccolo con 28 piedini. Le Eprom con minor capacità di memoria hanno solamente 24 piedini è perciò bisogna prestare attenzione di inserirle in modo corretto. Chi non ha intenzione di programmare le 2764 può ovviamente montare uno zoccolo con 24 piedini.

Il software

Il programma qui proposto è scritto in BASIC.

Naturalmente non è vincolante e chiunque abbia un po' di esperienza con i microprocessori può facilmente scriversi uno proprio.

Per poter trasferire questo programma su altri calcolatori sono necessari gli indirizzi dell'interfaccia parallela 8255 di cui il calcolatore deve essere munito (o dotato in seguito) per poter pilotare il nostro programmatore di Eprom.

Gli indirizzi dell'8255 sono:

Control reg. F7
Port A F4
Port B F5
Port C F6

Un esempio (vedi tabella) illustra la predisposizione del Port C (Port di controllo) per la programmazione di un Eprom 2716. Da questo esempio è facile dedurre la predisposizione per gli altri tipi.

Dopo lanciato, il programma chiede all'utente due informazioni: iltipo di Eprom e l'operazione desiderata (lettura o programmazione). Segue la richiesta dell'indirizzo di start del blocco di memoria dove i dati andranno riposti (lettura) o prelevati (programmazione). Prima di iniziare la programmazione il programma esamina se la Eprom è completamente cancellata (tutte le celluce con contenuto FF); se il test risulta positivo segue la programmazione.

L'impulso di programmazione deve avere una durata di 50 ms (data-sheet: da 45 a 55 ms). Questo tempo di "delay" viene generato con un "loop" FOR-NEXT nelle righe di programma nr. 278, 298 e 318. Poichè la velocità di esecuzione del BASIC è diversa per diversi tipi di computers, bisognerà in qualche caso modificare la costante di tempo (qui 34) per raggiungere la durata di 50 ms richiesta. Se c'è un oscilloscopio a disposizione, si può verificare direttamente a correttezza del calcolo.

A programmazione avvenuta, il programma compara il contenuto della Eprom con quello del blocco di memoria dalla quale è stato prelevato. In caso di errore, la verifica viene interrotta. ■

IL VIDEOREGISTRATORE DIVENTA UN BENE DI LARGO CONSUMO

Il videoregistratore si avvia a diventare un prodotto di massa. La conferma viene dagli Stati Uniti dove la ripresa economica, unitamente ad una flessione nei prezzi dei videoregistratori, stanno alimentando una domanda rigorosa. Il 1983 sarà un anno di vendite eccezionali. Stime prudenziali della Electronic Industries Association calcolano in 3,5 milioni le vendite di Vcr alla distribuzione, un milione in più rispetto al 1982.
L'assorbimento da parte del pubblico sarà maggiore: una ricerca del Television Digest la quantifica in oltre 4 milioni di pezzi le probabili unità vendibili quest'anno. All'insegna dell'entusiasmo è stato vissuto il Summer Consumer Electronics Show di Chicago dove si è molto parlato anche della prossima generazione di Vcr, quelli in formato da 8 millimetri, di cui però non si sono visti prototipi. L'attenzione di esperti e consumatori è concentrata sui sistemi di mezzo pollice e sulla correlazione videoregistratore-televisore a colori. A fine anno il tasso di penetrazione sfiorerà il 10%, un punto di partenza per ulteriori e più significativi passi in avanti.

Per avere basse tensioni continue da rete

TRANSISTORE AL POSTO DEL TRASFORMATORE

di Klaus Wetzel, Siemens Spa - I^a parte

Quando sono richieste basse tensioni di alimentazione, il sistema più semplice prevede l'impiego di un trasformatore in discesa. La soluzione è economica ma implica sempre un certo peso e ingombro. Il sistema illustrato in questo articolo è originale, perchè permette di ottenere lo stesso scopo senza ricorrere all'ingombrante trasformatore.

Valori bassi di tensione continua richiesti per l'alimentazione di piccole apparecchiature, di solito vengono ottenuti, (se l'impiego delle batterie comporta una notevole spesa) mediante un piccolo alimentatore formato da un trasformatore, un diodo raddrizzatore e un condensatore di livellamento; l'alimentatore può essere eventualmente completato da un sistema di regolazione della tensione d'uscita. Questo sistema classico si rivela però ingombrante per il fatto che il trasformatore di rete anche se dimensionato per fornire piccole potenze, non può

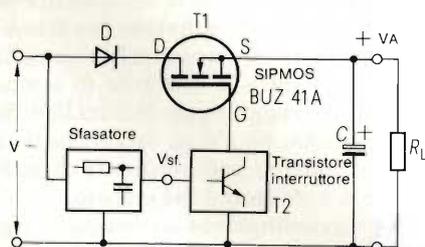



Fig. 1 - Schema di principio di un alimentatore che permette di ottenere direttamente dalla tensione di rete bassi valori di tensione continua senza dover ricorrere ad un trasformatore di rete.

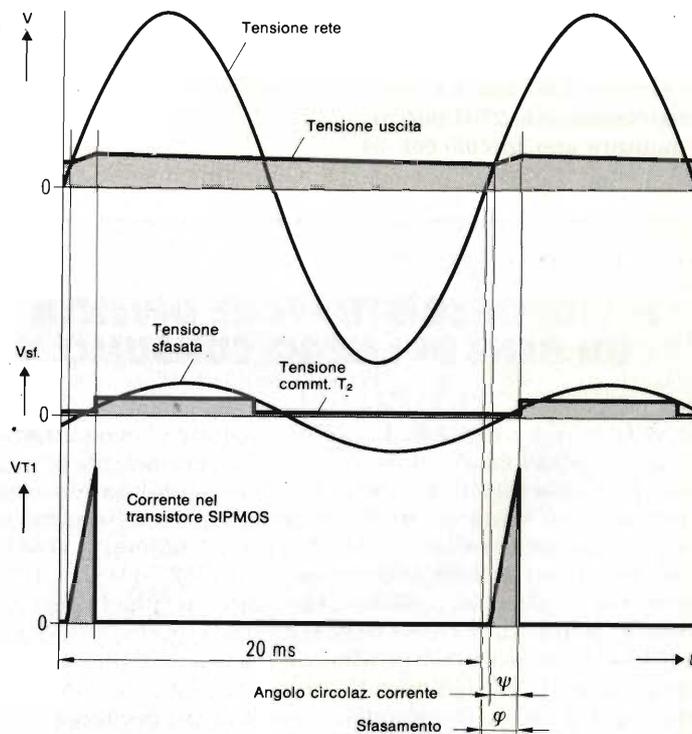



Fig. 2 - Andamento in funzione del tempo delle tensioni e delle correnti nel circuito di figura 3. Inizialmente il transistore SIPMOS conduce (angolo di circolazione di corrente Ψ) e il condensatore si carica fino a Va. Subito dopo (trascorso l'angolo di sfasamento φ) si blocca e interrompe la carica di C. Il SIPMOS rimane bloccato fino al successivo passaggio per lo zero della tensione della rete.

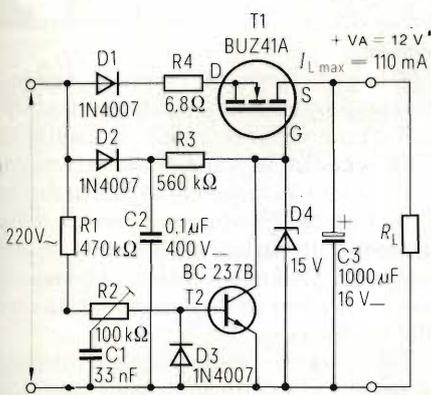



Fig. 3 - Realizzazione pratica di un alimentatore progettato secondo il principio di figura 1. La tensione di uscita continua prevista è 12 V; la massima corrente di uscita è 110 mA. Il transistore SIPMOS T1 deve essere montato su un dissipatore di calore con resistenza termica di 60 K/W. Questo circuito può fornire tensioni di uscita inferiori a 20 V.

"scendere" oltre un determinato volume e peso. Effettivamente si è riscontrato che, fino a circa 200 mA, il rapporto peso/prestazioni di un sistema a trasformatore risulta sfavorevole.

Un altro sistema a cui spesso si ricorre quando occorrono bassi valori di tensione di alimentazione e piccole potenze consiste nell'impiegare un partitore resistivo con un diodo in serie. Questo sistema, abbastanza economico, può però essere utilizzato soltanto quando l'intensità della corrente richiesta non supera i 20 mA; oltre questo valore, le perdite introdotte dal resistore in serie crescono enormemente, e di conseguenza sorgono problemi di raffreddamento la cui soluzione annulla tutti i precedenti vantaggi. Per esempio, se la corrente richiesta dovesse essere circa 100 mA, la potenza dissipata nel resistore in serie si aggirerebbe sui 20 W.

Un sistema originale

Il principio di funzionamento del sistema che presentiamo consente di ottenere piccoli valori di tensione continua senza ricorrere al trasformatore di rete. Il principio è il seguente: la tensione alternata della rete viene inizialmente applicata al diodo raddrizzatore D, e successivamente ad un "interruttore" a semiconduttore T1 (in questo caso costituito da un transistore SIPMOS capace di bloccare valori di tensione elevati). Questo transistore-interruttore ha inoltre e principalmente il compito di interrompere in un istante ben determinato, la carica del condensatore elettrolitico C da parte della semionda positiva della tensione di rete raddrizzata. Regolando il tempo di interruzione della carica del condensatore elettrolitico sarà pertanto possibile ottenere dalla tensione alternata di rete applicata all'ingresso, una certa gamma di tensioni continue (V_a) all'uscita.

La parte essenziale di questo interessante circuito (figura 1) è costituita da una rete sfasatrice che provvede a sfasare di un angolo ben determinato la tensione alternata di ingresso (tensione della rete) producendo, a sua volta, una tensione spostata di fase rispetto a quella d'ingresso (nello schema originale questa tensione sfasata è indicata con V_{sf} o $V_{sfasata}$).

Compito di questa tensione di rete sfasata è portare in conduzione il transistore interruttore T2, il quale a sua volta interromperà la circolazione di corrente nel transistore SIPMOS T1 bloccando in questo modo il processo di carica del condensatore elettrolitico C.

Il transistore SIPMOS condurrà quindi soltanto durante una piccola porzione della semionda positiva della tensione della rete. Piccoli valori di sfasamento tra l'alternata d'ingresso e l'alternata all'uscita della rete sfasatrice produrranno piccoli valori di tensione continua di uscita e viceversa. Il suddetto sfasamento è ottenuto mediante una rete RC. Ne consegue che man mano che la corrente nel carico diminuisce (il limite, è l'assenza di carico) anche il corrispondente tempo di circolazione di corrente nel transistore SIPMOS diventrà più piccolo.

La *figura 2* riporta, in funzione del tempo, l'andamento della tensione alternata della rete V, quello della tensione continua di uscita V_A, ed infine, quello della tensione spostata di fase $V_{sfasata}$ (nella figura queste tensioni sono indicata con i simboli V, V_a e V_{sf} rispettivamente). Oltrepassato un determinato valore della semionda positiva della rete (tensione di soglia), inizierà a circolare corrente nel transistore T1 (SIPMOS), e contemporaneamente, inizierà a caricarsi il condensatore di uscita C. Sarà la tensione sfasata (V_{sf}) che provvederà subito dopo ad interrompere, una volta raggiunta la tensione di commutazione del transistore/interruttore T2, questa fase di carica del condensatore elettrolitico. Il transistore SIPMOS rimarrà pertanto bloccato fino al sopraggiungere del passaggio per lo zero della successiva sinusoide della tensione di rete. Il diodo raddrizzatore D, inserito in serie, impedirà una possibile carica di C durante la semionda negativa della tensione di rete.

Realizzazione dell'alimentatore

Un circuito pratico realizzato secondo il principio sopra descritto è riporta-

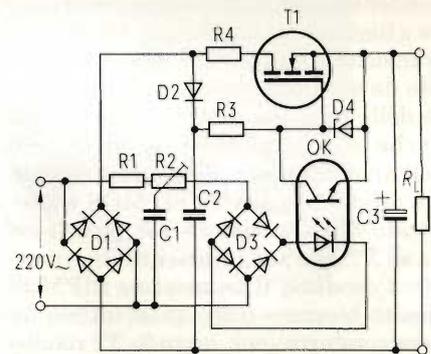



Fig. 4 - Variante circuitale con fotoaccoppiatore al posto del transistore-interruttore T2 e raddrizzatore a ponte. Questo circuito consente di ottenere tensioni continue di uscita uguali o superiori a 20 V.

Tabella 1 - Elenco dei componenti

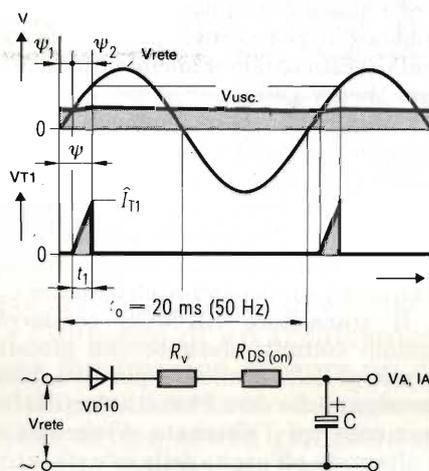
		Codice per l'ordinazione alla Siemens
C1	33 nF, 400 V - condensatore MKT	*B32535-C63333-K*
C2	0,1 µF, 400 V, condensatore MKP	*B32650-K4114-J*
C3	1000 µF, 16 V - condensatore elettrolitico in alluminio	*B4136-A4108-V*
D1, D2	1N4007 - raddrizzatore al silicio	*C66047-Z1306-A27*
D3	1N4148 - diodo planare per commutazione	*Q62702-A273-F100*
D4	diodo zener al silicio, 15 V, 250 mW	-
R1, R3	Resistori a carbone da 1 W, Karbowid	*B51276-A***-+ (a seconda del valore)*
R2	100 kΩ, 50 mW, trimmer	-
R4	6,8 Ω, 3 W - resistore a filo	-
T1	BUZ41A, transistore di potenza SIPMOS	*B67078-A1306-A3 (contenitore TO 220AB)*
T2	BC 237B, transistore BF al silicio	*Q62702-C277*

Tabella 2 - Caratteristiche e prestazioni del circuito di figura 3

Tensione alternata di ingresso	V ~	220 V
Tensione continua di uscita	V_A	12 V
Corrente continua di uscita	I_A	110 mA
Tempo di circolazione della corrente	t_1	0,65 ms
Picco della corrente periodica	$\hat{I}_{T1}$	7,3 A
Potenza dissipata nel transistore SIPMOS	P_{tot}	0,8 W

to in *figura 3*. Questo circuito dà una tensione di uscita di 12 V e una corrente di 110 mA. In questo circuito, in serie al diodo raddrizzatore d'ingresso D1, si trovano il transistore SIPMOS BUZ41A, il condensatore di carica C3 il quale, a sua volta, ha in parallelo il resistore di carico R_L.

Per garantire una completa e sicura entrata in conduzione del transistore SIPMOS, viene applicata al suo gate tramite R3, una tensione di rete raddrizzata dal diodo D2 e spianata dal condensatore C2. Il diodo zener D4 serve a limitare la tensione gate-source del transistore SIPMOS al valore consentito da questo transistore. Questo valore della tensione di zener corrisponde anche alla tensione di uscita a vuoto dell'alimentatore. Il funzionamento on/off del transistore SIPMOS è assicurato dal transistore per piccoli segnali T2: quando infatti questo transistore conduce, il transistore SIPMOS risulta bloccato (off); quest'ultimo invece condurrà (on), quando T2 risulterà bloccato. È la semionda positiva della tensione di rete applicata all'ingresso che provvede a portare in conduzione periodicamente, tramite i resistori R1, R2, il transistore T2. Naturalmente, per quanto già sopra detto, questa entrata in conduzione di T2 avverrà con un certo ritardo, corrispondente allo sfasamento prodotto dalla rete formata da R1, R2 e C1. Il diodo D3 serve alla carica simmetrica del condensatore C1.

Quando inizia la semionda positiva della tensione alternata di rete, il transistore SIPMOS entra quasi subito in piena conduzione, e il condensatore C3 potrà ricaricarsi non appena il valore istantaneo della tensione di ingresso supererà quello della tensione continua ancora presente sul condensatore. (Questa fase di ricarica di C3 corrisponderà come entità alla scarica ad opera del carico). Dopo un certo tempo, corrispondente all'angolo di sfasamento φ, entrerà in conduzione anche il transistore T2, e di conseguenza verrà immediatamente bloccato sia il transistore SIPMOS sia la ricarica completa

$$\hat{I}_{T1} = \frac{I_A \cdot t_0 \cdot 2}{t_1};$$

$$R_v + R_{DS\,(on)} = \frac{(V_r \cdot \sqrt{2} \cdot \sin \Psi) - V_A - V_{D10}}{\hat{I}},$$

$$\Psi_2 = \frac{t_1}{t_0} \cdot 360; \ (\Psi_2 \text{ in gradi});$$

$$\sin \Psi_1 = \frac{V_A}{V_r \cdot \sqrt{2}}.$$

Fig. 5 - Schema semplificato, forme d'onda e formule richieste per il dimensionamento dei componenti per il circuito di figura 3.
V_n = tensione della rete; V_a = tensione continua di uscita;
Ψ = angolo di circolazione di corrente; φ = angolo di sfasamento;
I_T = corrente nel SIPMOS
R_{DS} = resistenza drain-source del SIPMOS in conduzione.

del condensatore elettrolitico C3. Il meccanismo descritto si ripeterà all'apparizione del successivo ciclo dell'alternata della rete.

Il resistore aggiuntivo R4 (con valore di 0,1 R_L) serve ad allungare il tempo di circolazione di corrente, già di per sè molto piccolo, allo scopo di ridurre il picco di corrente di carica del condensatore.

È bene far presente che questo circuito non possiede alcun sistema di stabilizzazione della tensione di uscita; di conseguenza, al variare del carico, varierà anche la tensione di uscita dell'alimentatore. Il valore più elevato della tensione di uscita si riscontra ovviamente in assenza di carico, e corrisponderà al valore della tensione di lavoro del diodo zener D4.

Ne consegue che se il carico collegato a questo alimentatore non è fisso ma variabile, occorrerà munire l'alimentatore di qualche sistema di stabilizzazione, attuato per esempio, con un convenzionale regolatore serie oppure parallelo.

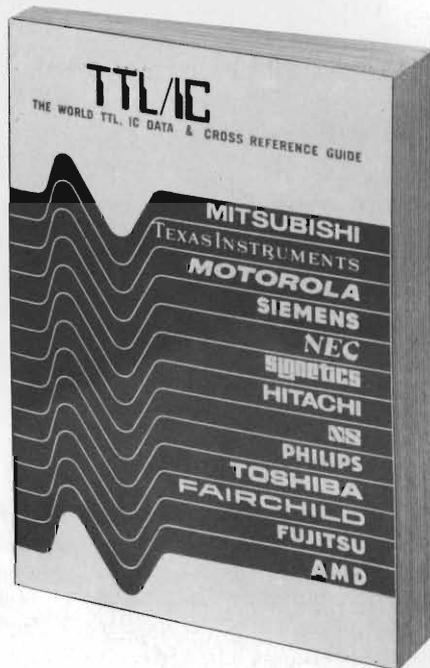
Variante con fotoaccoppiatore e ponte raddrizzatore

A causa della limitata tensione gate-source dei transistori SIPMOS, il circuito in precedenza illustrato (*figura 3*), può servire soltanto nel caso in cui occorrano tensioni di uscita inferiori ai 20 V. Questo inconveniente può però essere evitato qualora al posto del transistore/interruttore T2, venga impiegato un fotoaccoppiatore (OK *figura 4*). Il fotoaccoppiatore permette inoltre di impiegare un ponte raddrizzatore della tensione di rete mediante il quale, a parità di corrente continua di uscita, a causa del più ridotto picco di corrente $\hat{I}_{T1}$, la dissipazione potrà essere ulteriormente ridotta. Favorevole sotto questo punto di vista, è anche il carico simmetrico nei confronti della rete.

Tutti e due i circuiti descritti sono collegati galvanicamente alla tensione della rete (non sono cioè separati dalla tensione della rete), di conseguenza dovranno essere ottemperate le norme CEI fissate per queste situazioni.

La variante di fig. 4 è uno schema di principio, e pertanto, non sono stati indicati i valori dei componenti. Una analoga soluzione, completata dei valori dei componenti verrà presentata nella seconda parte di questo articolo.

(continua)

Guida mondiale dei circuiti integrati TTL

Cod. 6010
L. 20.000 (Abb. L. 18.000)

Il prontuario fornisce le equivalenze, le caratteristiche elettriche e meccaniche di pressoché tutti gli integrati TTL sinora prodotti dalle principali case europee, americane e giapponesi.

I dispositivi Texas, Fairchild, Motorola, National, Philips, Signetics, Siemens, Fujtsu, Hitachi, Mitsubishi, Nec, Toshiba, Advanced Micro Deviced, sono confrontati tra loro all'interno di ogni famiglia proposta.

Per facilitare la ricerca o la sostituzione del dispositivo in esame, è possibile anche consultare il manuale a seconda delle funzioni svolte nei circuiti applicativi.

Rappresenta, quindi, un indispensabile strumento di lavoro per tutti coloro che lavorano con i TTL.

Per ordinare il volume utilizzare l'apposito tagliando inserito in fondo alla rivista.

CIRCUITI DI SUPPORTO PER I/O

a cura dell'Ing. Paolo Bozzola - parte seconda

In alcuni articoli (questo è il secondo) presentiamo una discussione approfondita sui vari circuiti di supporto a una CPU, tramite i quali il computer si interfaccia con il mondo esterno. Due sono le famiglie di tali chip: le interfacce parallele e quelle seriali. Nella prima parte di questo articolo si sono viste le strutture interne di un tipico chip di I/O, ed in questa seconda parte, invece, analizzeremo la procedura di colloquio fra una CPU ed una periferica, sempre tramite una interfaccia parallela. Inoltre, vedremo alcuni brevi esempi di applicazioni classiche.

Colloquio fra sistema e periferiche

Se il sistema, sfruttando un I/O, deve eseguire una funzione elementare, quale per esempio è la accensione di un LED, appare chiaro che non vi è alcun bisogno di particolari procedure: si accende semplicemente il LED quando serve, e basta. Questo vale in casi analoghi di Input, come: rilevare istantaneamente lo stato di un sensore, di un interruttore, etc.

Ma vi sono, molto spesso, dei casi di trasmissione o acquisizione di dati in cui il sistema non può permettersi di perdere tempo nell'esecuzione della procedura, per cui occorre impostare un cosiddetto "protocollo di comunicazione" fra il computer e quanto ad esso è collegato tramite la porta di I/O.

Un caso tipico, ad esempio, è il collegamento di una stampante.

La CPU è di molto più veloce della stampante nel manipolare un carattere, per cui a volte torna comodo passare il suddetto carattere alla stampante e, mentre questa si preoccupa di metterlo su carta, proseguire nell'esecuzione di altre parti del programma fino a che la stampante stessa non ci dirà: "Io sono pronta a ricevere un nuovo carattere! Mandatemelo!". È evidente che una tale procedura richiede un certo sincronismo fra CPU e stampante, che va realizzato con appositi segnali, detti di "Hardshake". Il termine significa "stretta di mano" ed identifica la procedura oramai universale per cui una trasmissione (nell'uno o nell'altro senso) non può avvenire se prima la CPU e la periferica "non si sono messe d'accordo fra di loro". Esaminiamo tale protocollo, nei due casi di Input e di Output.

Protocollo handshake di uscita

— Il computer deve trasmettere un dato (8 bit) alla periferica, ma solo quando la periferica è pronta a riceverlo.
— La periferica, parallelamente, attende il dato dal computer e lo prende solo quando il computer l'ha pronto.
— Il computer può avvisare che il dato

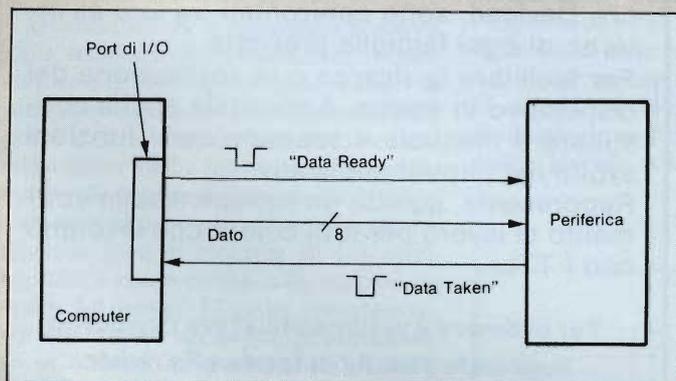



Fig. 1 - Schema di collegamento Handshake in scrittura (dal computer alla periferica).

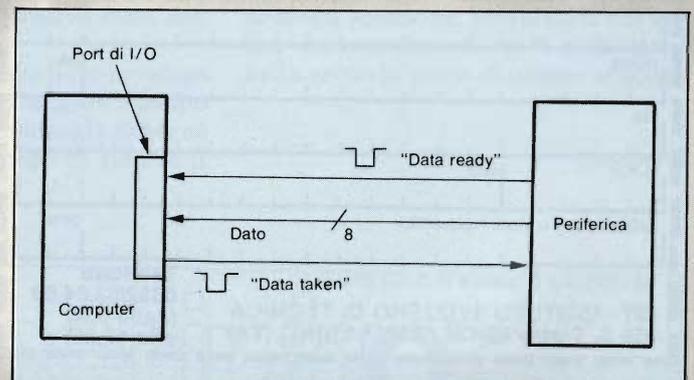



Fig. 2 - Schema di collegamento Handshake in lettura (dalla periferica al computer).

è pronto attivando una ulteriore linea in uscita dalla Porta, la linea di "DATA READY". Questa è collegata, dal lato periferica, all'apposito ingresso di "AVVISO DI DATA READY".

- La periferica può avvisare il computer che ha finalmente letto il dato e che quindi può riceverne un altro attivando la sua linea (in uscita) di "DATO LETTO/PERIFERICA PRONTA!" (DATA TAKEN), a sua volta collegata all'ingresso, dal lato computer, di "AVVISO DI DATA TAKEN".
- In definitivá, si riconosce che, oltre alle 8 linee di I/O, sono necessarie altre due linee dette, appunto, di "hardshake", e precisamente due per ogni "lato" (computer e periferica) e distinte in un ingresso e un'uscita.
- La sequenza di protocollo è questa:

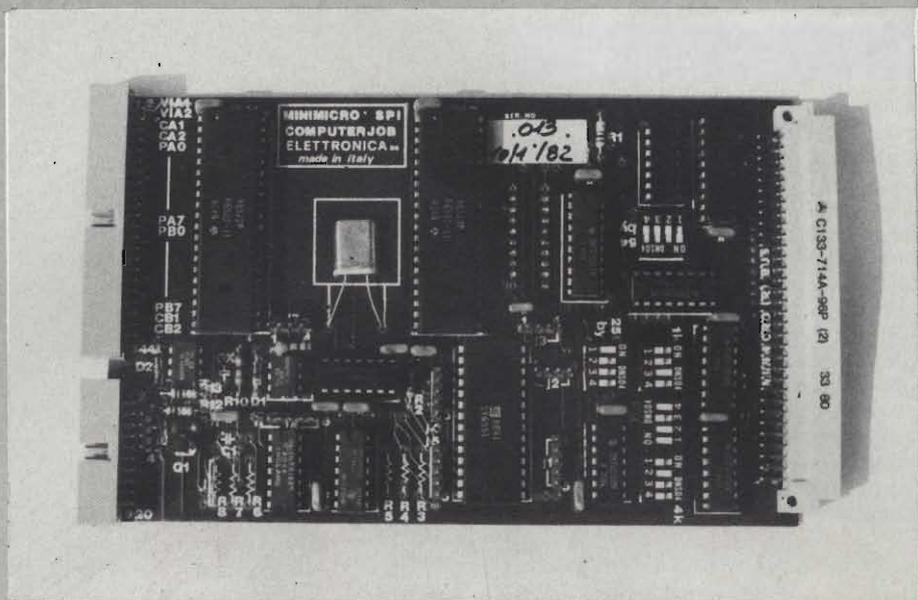



Foto 1 - Esempio di scheda industriale che supporta I/O sia paralleli che seriali.

CPU (output port)

1) La CPU ha pronto il dato. Lo scrive nel Port.
2) Immediatamente, la circuiteria del Port emette il segnale di "DATA READY".
3) La CPU inizia ad attendere il segnale di "DATA TAKEN" dalla periferica.
4) Riconosciuto il "DATA TAKEN", la circuiteria del Port disattiva la linea "DATA READY", che è così pronta per una successiva attivazione.
5) Se la CPU ha un nuovo dato, lo scrive nel Port. Si torna allora al punto "2)" e si ricomincia il protocollo.

Periferica che legge

È in attesa del "DATA READY".

La periferica riceve il Data Ready e così legge il dato dal Port.

La lettura del dato provoca l'attivazione della linea "DATA TAKEN".

La periferica elabora (stampa) il dato letto.

Solo quando è pronta, la periferica leggerà il dato dal Port. Si torna al punto "2)".

Se, invece, si ha una periferica che elabora un dato da trasmettere alla CPU, si ha allora un:

Protocollo hardshake di ingresso

CPU (input port)

1) Attende che si attivi la linea "DATO IN ARRIVO". Nel frattempo può fare altre cose.
2) Quando la suddetta linea è attiva, la CPU legge il dato dal Port.
3) La lettura fa sì che la circuiteria del Port generi il segnale di "Dato Letto" verso la periferica.
4) La CPU elabora il dato letto.
5) Quando ha finito, se serve un altro dato, torna al punto 1).

Periferica che scrive

Elabora il dato da mandare al computer.

Col dato pronto, lo trasmette al computer attivando la linea di "Dato Pronto!".

Attende che la CPU segnali di avere letto il dato, prima di inviarne uno nuovo. Il segnale "dato letto" resetta la linea di "Dato pronto".

Si torna al punto "1)".

Il salva tempo

Se vi preoccupate per quanto vi costa il tempo impiegato per eseguire misure e misure, nel vostro lavoro di manutenzione e ricerca elettronica, riflettete su ciò che al riguardo vi può offrire il **nuovo oscilloscopio Philips PM 3207: "Il salva tempo".**

Schermo grande e di facile lettura, elevata sensibilità di 5 mV su entrambi i canali, somma e differenza, autotriggering con scelta della sorgente e trigger TV e doppio isolamento, cioè spina di alimentazione bipolare.

Banda di 15 MHz sufficiente per esigenze presenti e future.

Aggiungete la tradizionale robustezza, affidabilità e qualità Philips e avrete solo un'ultima domanda:

"Bello! Ma il prezzo?"

Meno di quanto vi aspettiate.

Una documentazione intitolata "Soltanto dieci minuti del vostro tempo" vi convincerà che il PM 3207 potrà farvi risparmiare tempo e denaro. Telefonateci e ve la invieremo subito.

Philips S.p.A. - Divisione S&I
Strumentazione & Progetti Industriali
Viale Elvezia, 2 - 20052 Monza
Tel. (039) 3635.240/8/9
Telex 333343
Filiali: **Bologna** (051) 493.046
Cagliari (070) 666.740
Padova (049) 632.766
Palermo (091) 527.477
Roma (06) 33.02.344/5/6/7
Torino (011) 21.64.121

Offerta speciale

Test & Measuring Instruments

PHILIPS

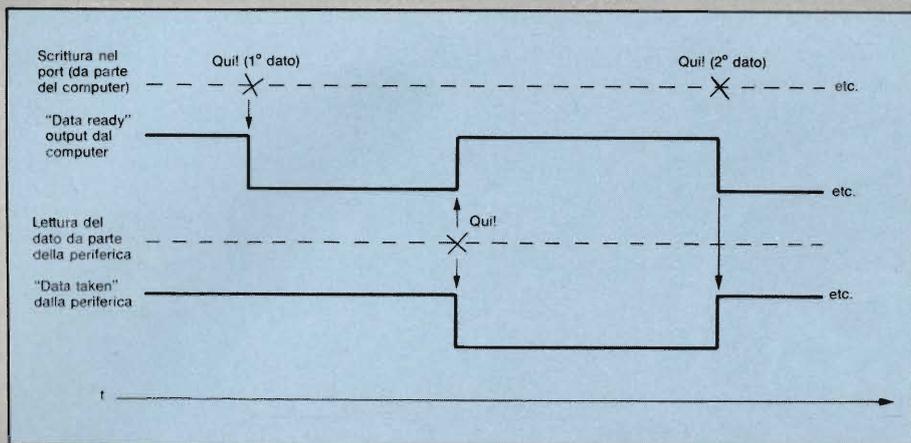



Fig. 3 - Temporizzazioni nella scrittura in Handshake (vedi testo).

Fig. 4 - Temporizzazioni nella lettura in Handshake (vedi testo).

Le *figure 1* e *2* illustrano i suddetti collegamenti per Input ed Output. È fondamentale potere trasmettere un dato e SAPERE CON CERTEZZA che il dato è stato ricevuto; inoltre, anche se nelle sequenze di azioni viste sopra non è stata citata, ricordo la sempre applicabile possibilità dell'interrupt, per cui, ad esempio, la stessa linea di "DATA READY" che arriva dalla periferica in caso di trasmissione al Port del sistema genera una interruzione nei confronti della CPU. In tale caso, la procedura di trasmissione diventa totalmente asincrona: la CPU esegue normalmente il suo programma e non si cura minimamente dei possibili arrivi di dati in ingresso. Ma quando uno di questi dati arriva al Port, la linea di DATA READY, come detto, attiva un circuito del chip di I/O che a sua volta genera una interruzione sulla linea "Interrupt Request" del sistema. Solo allora la CPU smetterà momentaneamente l'esecuzione principale per eseguire la routine di gestione dell'interruzione: questa prende il dato, lo elabora, e poi ritorna al programma principale. In questo ordine di idee, vi è il massimo sfruttamento delle capacità della CPU, che non perde mai tempo in cicli di attesa di "dato pronto".

La *figura 5* illustra il meccanismo di gestione di una tale interruzione.

Chip LSI

Adesso siamo quasi in grado di "progettare" un chip LSI di I/O: useremo due circuiterie completamente indipendenti di I/O con il loro registro di controllo e i circuiti di interruzione e di gestione dell'hardshake, ed avremo già un ottimo chip di I/O con un Port "A" ed un Port "B", ciascuno di 8 bit. Se, poi, volessimo rendere più sofisticato il chip, basterà aggiungere, per esempio, una coppia di Timer a 16 bit ed uno shift register, tanto per dare qualche concessione alle prospettive di un uso seriale. Beh, a questo punto avremmo costruito una 6522, che, da sola, apporta al nostro sistema tali possibilità che per essere realizzate con normali TTL richiederebbero almeno un centinaio di integrati! La *figura 6* vi mostra lo schema a blocchi interno di una 6522. Altri chip sofisticati disponibili in commercio sono: Z80PIO, 8155, 6820, 6821, 6530, 6532 e via dicendo. Tutti, con misture più o meno "dense", includono porte parallele e logica di gestione handshake ed interrupt, più, eventualmente, timer e qualche decina di byte di RAM. La *foto 1* mostra una scheda, da me realizzata, che ben evidenzia due 6522 che così permettono di avere 40 linee di I/O, quattro timer a 16 bit e due shift register. La parte inferiore mostra una interfaccia seriale, realizzata attorno alla 6551 ACIA: chip che, con altri simili, sarà discusso in un prossimo articolo.

Vediamo, infine, qualche esempio pratico di applicazione di I/O paralleli.

Esempi d'uso di I/O paralleli

La *foto 2* mostra un tipico elemento che sovente è usato in macchine industriali: un tastierino numerico. Interfacciare una tale tastiera ad un computer, tramite un Port di I/O è cosa assai banale, come si vede dalla *figura 7*: per sedici tasti, basta un Port di 8 bit, purchè i tasti siano configurati a matrice, come si vede dal particolare della stes-

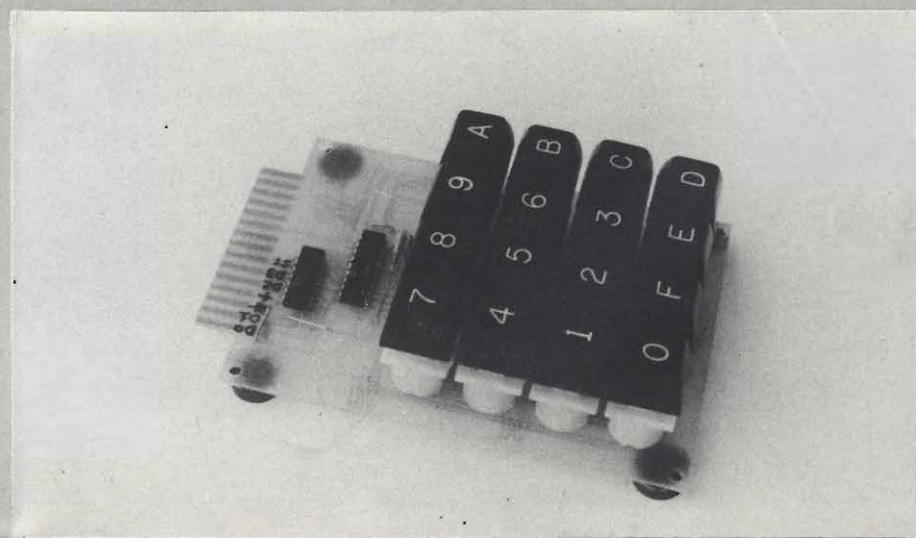



Foto 2 - Un tipico tastierino a matrice come quello usato nel nostro esempio.

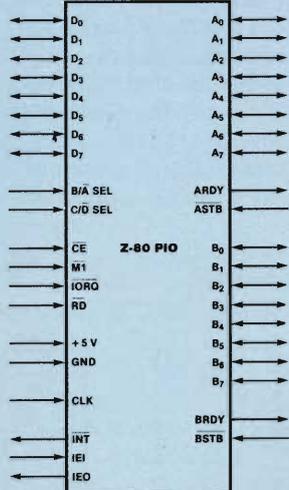



Figure 1. Pin Functions

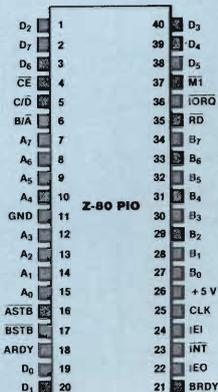



Figure 2. Pin Assignments

Tabella 1 - Chip Z80PIO.

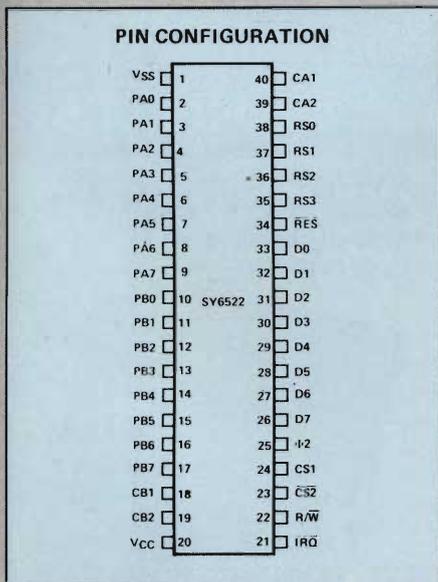



Tabella 2 - Chip 6522.

sa figura. Avendo prima detto che le linee di I/O sono individualmente programmabili come ingressi o come uscite, è semplice programmare allora le prime quattro (PA0 ... PA3) come INGRESSI, e le altre quattro come uscite. Gli ingressi sono normalmente a 1 logico per via dei resistori di Pull Up, per cui la lettura dei primi quattro bit sarà sempre "1111" se non vi è alcun tasto premuto. Ora il trucco: delle quattro uscite (ciascuna delle quali controlla una colonna) una sola alla volta viene portata a zero logico e, immediatamen-

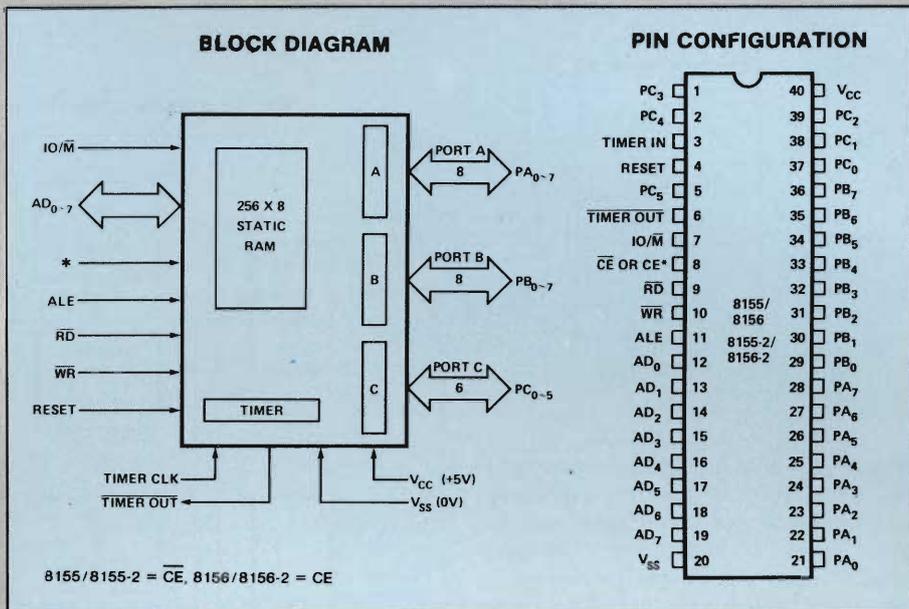



Tabella 3 - Chip 8155.

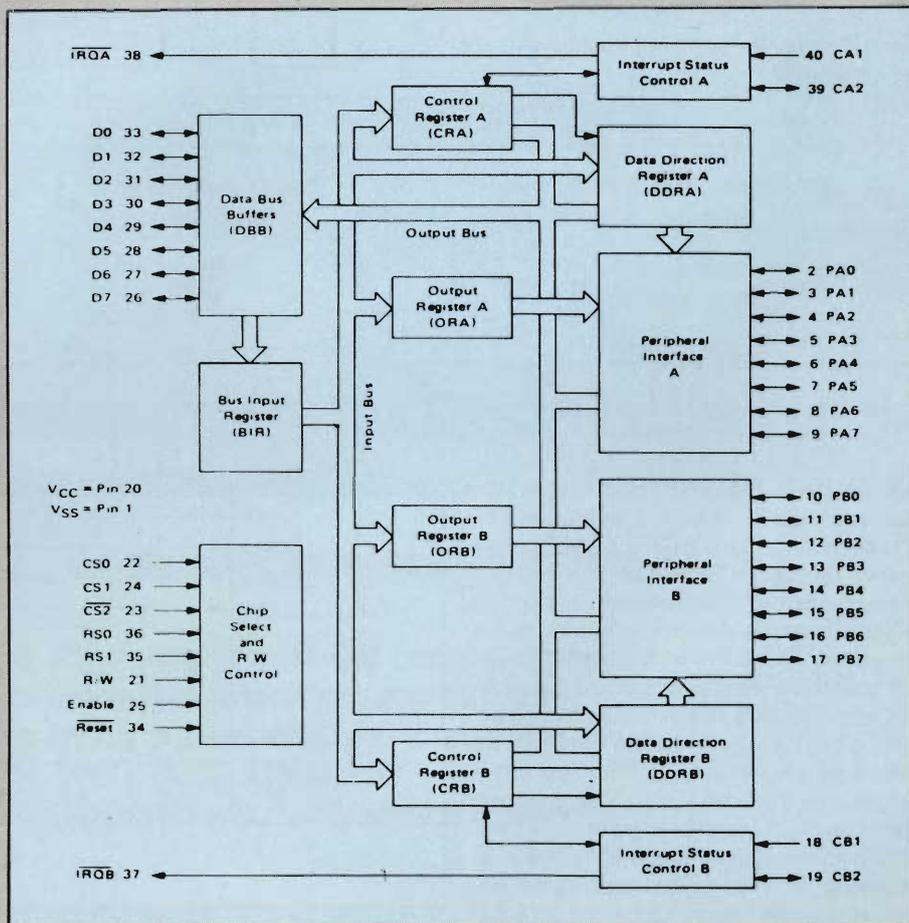



Tabella 4 - Chip 6821.

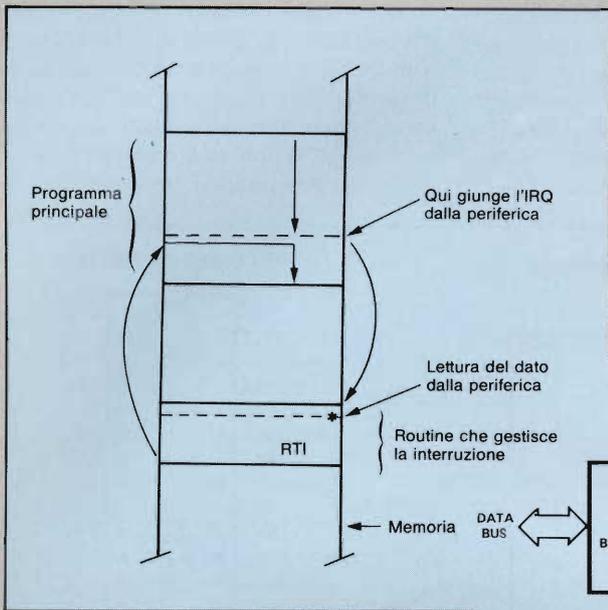
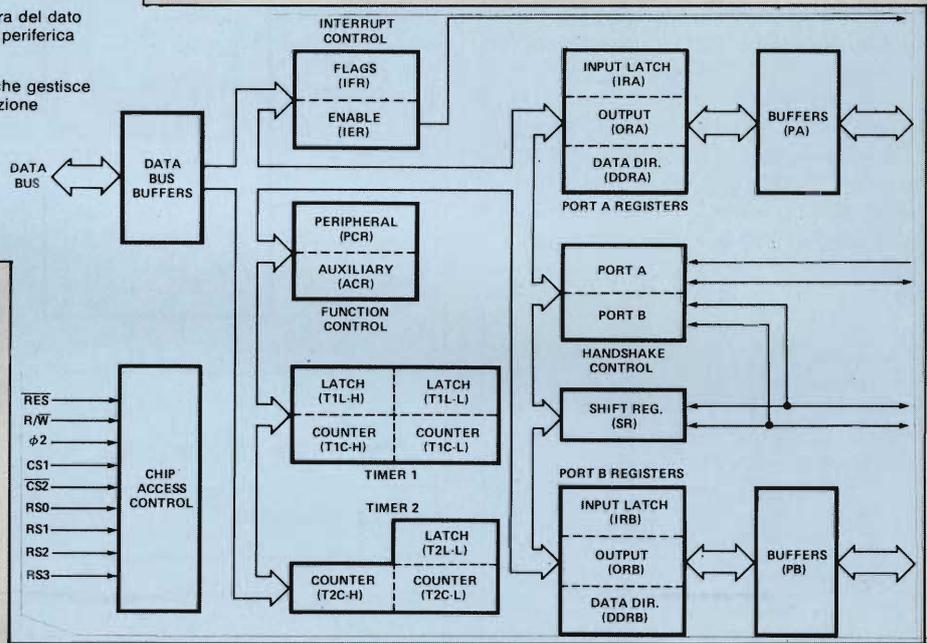



Fig. 5 - Esecuzione di un Interrupt causato da comunicazione in Handshake (vedi testo).

Fig. 6 - Schema a blocchi interno di una 6522 VIA.

te dopo, si va ad effettuare una lettura - uno alla volta - dei quattro ingressi.

È evidente che, se si trova uno "0" anzichè un "1" logico, vuol dire che è chiuso il tasto all'incrocio fra quella colonna e la riga collegata all'ingresso trovato a zero. Da questa informazione è facilissimo risalire al "nome" del tasto premuto: basta tenere in memoria una tabella di "corrispondenze" come la seguente:

Dato (PA7 .. PA4 + PA3 .. PA0) applicato al Port	Dato corrispondente al tasto premuto
$EE	$07
$DE	$08
...	...

Infine, vediamo un tipico problema di interfacciamento: come ci si collega a dispositivi industriali di potenza o, comunque, a sensori o fotocellule poste su macchine, senza compromettere l'integrità del controllo a microprocessore? La *figura 8* mostra una tecnica semplicissima: l'isolamento ottico. Si nota allora che non vi è più alcun collegamento fisico di massa ccomune fra la macchina ed il sistema, e ciò assicura immunità da disturbi elettromagnetici ed evita che eventuali perdite da linee ad alto voltaggio distruggano il computer. Nel caso di uscita, dunque, la linea di I/O deve solo pilotare il LED che a sua volta comanderà il circuito di potenza; in caso di ingresso, sarà l'apparecchio esterno che piloterà un LED che a sua volta azionerà il circuito di pilotaggio del piedino del Port. È chiaro che non sempre è necessario isolare otticamente tutti gli ingressi e le uscite parallele: certo male non fa, soprattutto in ambiente industriale. Molti, poi, sono i possibili circuiti di potenza che variano a seconda del tipo di meccanismo di pilotare: elettrovalvole, relè, lampade, triac, etc. Normalmente, i costruttori di schede applicative industriali dispongono di interfacce adatte a tutti gli usi più comuni, ma, di norma, sempre isolate otticamente.

Per concludere, dunque, direi che, nell'uso di una interfaccia parallela, occorre valutare approfonditamente le condizioni di impiego dell'apparecchiatura, e, se risulta che l'ambiente è

Fig. 7 - Schema classico di interfacciamento fra una porta di I/O ed un tastierino organizzato a matrice.

inquinato da disturbi di tipo elettromagnetico, occorre senza pensarci due volte l'isolamento ottico, linea per linea. Se poi tale soluzione fosse troppo onerosa (con l'isolamento ottico ogni linea richiede due fili, in quanto il ritorno (massa) non è più comune fra il sistema e la macchina), si può valutare la possibilità di usare linee seriali o addirittura fibre ottiche.

Quest'ultima soluzione, vista l'economicità di alcuni nuovi prodotti (ed anche la loro affidabilità, soprattutto), penso sia da considerare sempre più vicina a noi anche per usi "normali".

Si tenga presente che, con l'odierna tecnologia, fibre plastiche portano il segnale, in modo efficiente, fino ad oltre 25 mt., per cui già si può pensare ad un loro vasto impiego anche in grosse macchine (nella stampa, nei laminatoi, etc.). È chiaro comunque che sarà sempre il progettista a scegliere la soluzione migliore nell'impiego della corretta interfaccia fra macchina e computer.

Infine, come già a suo tempo è stato accennato, dedicheremo un ulteriore articolo a considerare le interfacce seriali.

■

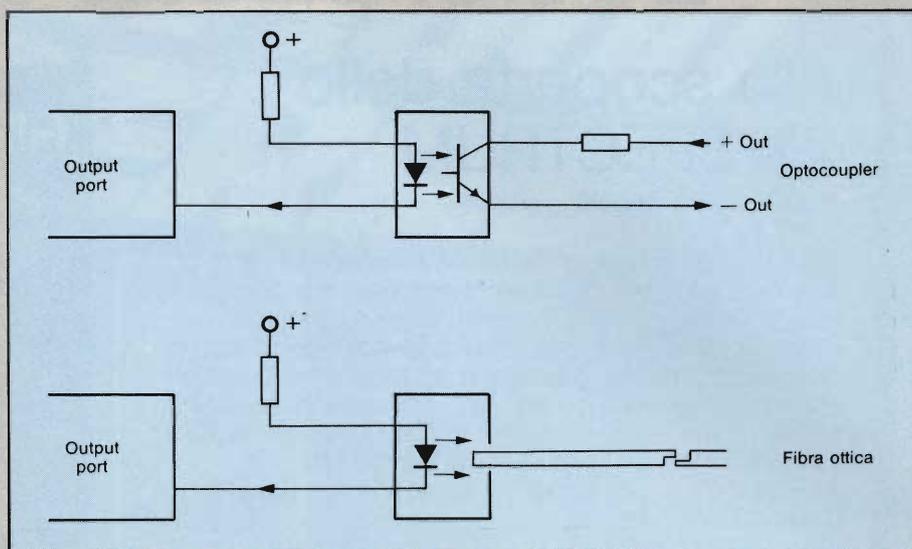



Fig. 9 - Realizzazione di isolamento ottico su una entrata (optoisolatore, e fibra ottica).

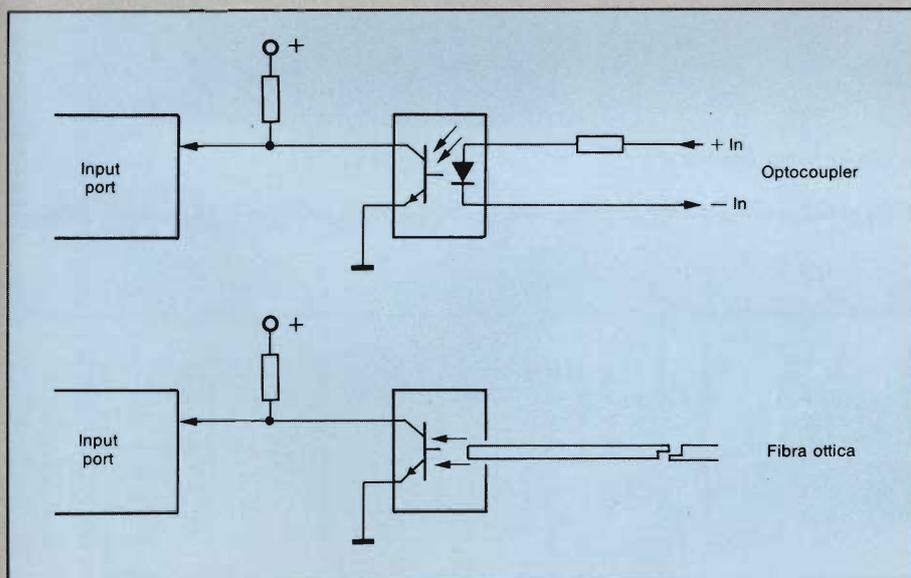



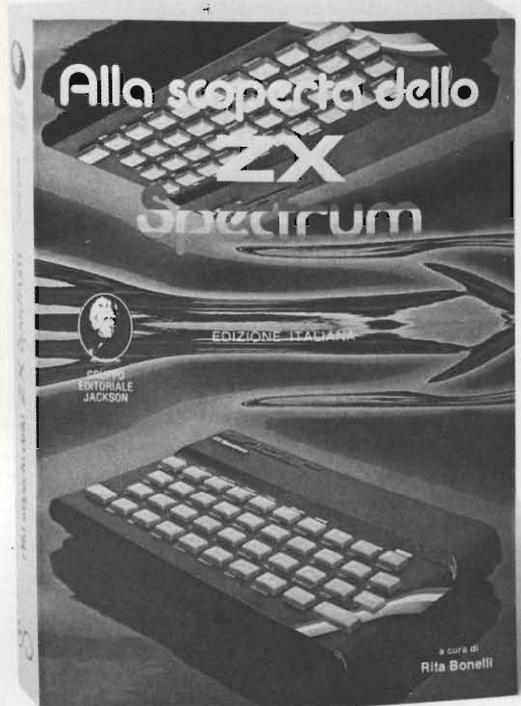
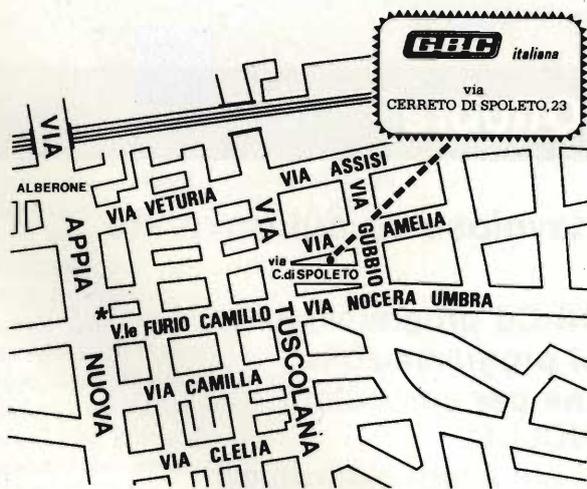
Fig. 8 - Realizzazione di isolamento ottico su una uscita (optoisolatore, e fibra ottica).

È vero: piccolo è bello!

Alla scoperta dello ZX SPECTRUM

a cura di **Rita Bonelli**

ZX Spectrum è l'ultimo nato della famiglia Sinclair. È un calcolatore a colori di piccole dimensioni, ma di grandissime possibilità. Imparare a usarlo bene può essere fonte di molte piacevoli scoperte. Questo libro vi aiuta a raggiungere lo scopo. In 35 brevi e facilissimi capitoli non solo imparerete tutto sulla programmazione in BASIC, ma arriverete anche a usare efficientemente il registratore e a sfruttare al meglio le stampe. Soprattutto capirete la differenza tra il vostro Spectrum e gli altri computer.

320 pagine. Lire 22.000 Codice 337 B

Per ordinare il volume utilizzare l'apposito tagliando

Tagliando ordine **libri JCE** da inviare a:
JCE - Via dei Lavoratori, 124 - 20092 Cinisello Balsamo (MI)

Nome Cognome

Indirizzo

Cap. **Città**

Codice Fiscale (indispensabile per le aziende)

Inviatemi i seguenti libri:

Codice Libro	Quantità	Codice Libro	Quantità	Codice Libro	Quantità	Codice Libro	Quantità

□ Pagherò al postino il prezzo indicato nella vostra offerta speciale + L. 1.500 per contributo fisso spese di spedizione

□ Allego assegno n° .... di L. ....
(in questo caso la spedizione è gratuita)

□ Non abbonato □ Abbonato

N.B. È possibile effettuare versamenti anche sul ccp n° 315275 intestato a JCE via dei Lavoratori, 124 20092 Cinisello B. In questo caso specificare nell'apposito spazio sul modulo di ccp la causale del versamento e non inviare questo tagliando.

AG. MORE LIGHT-MI